Nicolae Galan
Constantin Ghiță
Mihai Cistelecan

MAȘINI ELECTRICE

Editura didactică și pedagogică — București

1981

MINISTERUL EDUCAŢIEI ŞI ÎNVĂŢĂMÎNTULUI

Conf. dr. ing. Nicolae Galan
Ş. l. dr. ing. Constantin Ghiţă
Ing. Mihai Cistelecan

MAŞINI ELECTRICE



Editura didactică şi pedagogică — Bucureşti

Contribuția autorilor la elaborarea lucrării a fost următoarea :

N. GALAN	:	**50%**
C. GHIȚĂ	:	**32%**
M. CISTELECAN	:	**18%**

Referent științific : prof. dr. ing. **CONSTANTIN BĂLĂ**

Redactor : dr. ing. **Lucia Pantelimon**
Tehnoredactor : **Sanda Dumitrașcu**
Grafician copertă : **Nicolae Sîrbu**

PREFAȚA

În ultimele două cincinale industria electrotehnică românească a cunoscut o dezvoltare fără precedent, depășind în mod substanțial ritmurile medii realizate pe întreaga industrie. De remarcat faptul că producția de mașini electrice din anul 1979 (aproximativ 12 000 MW), din care o parte este destinată exportului, depășește 80% din puterea instalată în sistemul energetic național. S-au pus bazele unei puternice industrii electrotehnice avînd o dotare care permite construirea aproape a toate tipurile de mașini electrice de care are nevoie industria țării noastre. Astfel, se construiesc mașini de toate tipurile uzuale, de la mașini de putere mică pînă la mașini cu puteri de ordinul zecilor de mii de kilowați; se construiesc turbogeneratoare de 330 MVA și se trece la puteri de 630 MVA, iar la hidrogeneratoare cea mai mare putere realizată fiind de 190 MVA.

Odată cu creșterea cantitativă, s-a realizat și o largă diversificare a sortimentelor produse, acoperindu-se practic întregul necesar de mașini și aparate electrice din fabricația internă și în același timp un important fond de marfă fiind destinat exportului, la un înalt nivel tehnic, competitiv pe piețele externe.

Stadiul actual, cît și dezvoltarea în continuare a tehnicii românești impune formarea unor cadre cu o pregătire superioară, care să fie capabile să găsească soluțiile tehnico-științifice cele mai eficiente pentru desfășurarea unei activități de ridicată rentabilitate și calitate.

În acest context lucrarea elaborată oferă o parte din materialul necesar pentru analiza și soluționarea problemelor complexe ce apar în activitatea inginerului energetician chemat să conducă producția și utilizarea optimă a energiei electrice, cît și a altor forme de energie.

Cursul de mașini electrice predat studenților de la facultatea de energetică cuprinde următoarele capitole:

— *transformatorul;*
— *elemente de teorie generală a mașinilor electrice rotative;*
— *mașina asincronă;*
— *mașina sincronă;*

— *mașina de curent continuu;*

— *mașini de curent alternativ cu colector;*

— *mașini electrice în sistemele de acționare.*

În tratarea diferitelor capitole s-a avut în vedere prezentarea unitară a teoriei mașinilor electrice, formă care este utilă pentru studentul energetician, pregătit ca viitor inginer pentru sisteme energetice pe care trebuie să le proiecteze și să le exploateze cu o mare eficiență.

S-a urmărit prezentarea fenomenelor principale care au loc în transformatoarele și mașinile electrice, a regimurilor de funcționare, precum și unele elemente de acționări, strict necesare pentru o înțelegere mai completă a funcționării mașinilor electrice, precum și pentru exploatarea rațională a acestora; s-au prezentat succint și unele elemente legate de proiectarea mașinilor electrice pentru a ușura munca studenților la proiectele de an. Partea grafică a fost astfel organizată încît să ofere o informație bogată și să faciliteze prezentarea teoriei.

În lucrare sînt cuprinse încercările de laborator și industriale de bază, care se efectuează pentru determinarea experimentală a parametrilor, a caracteristicilor de funcționare și a performanțelor tehnice și economice. S-au prezentat și unele tipuri speciale de mașini electrice mai des întîlnite în aplicații.

Lucrarea este destinată studenților Facultății de energetică, dar poate fi utilă și studenților altor facultăți.

Autorii mulțumesc tovarășului profesor dr. ing. C. Bălă pentru recomandările făcute cu prilejul recenzării acestei lucrări.

AUTORII

CUPRINS

1.

TRANSFORMATORUL

1.1. CONSTRUCȚIA TRANSFORMATORULUI

Transformatorul electric se compune dintr-un miez feromagnetic pe care sînt așezate înfășurările. Miezul feromagnetic are rolul de a mări cuplajul magnetic al înfășurărilor. La frecvențe foarte mari (10—20 kHz și mai mult) transformatoarele se fac și fără miez feromagnetic.

După numărul de faze transformatoarele sînt *monofazate* și *polifazate*, cel mai adesea trifazate. După numărul de înfășurări transformatoarele se construiesc cu două înfășurări și mai rar cu trei sau mai multe înfășurări. După modul de răcire se construiesc transformatoare uscate, răcite prin convecție liberă sau forțată prin intermediul unui gaz și transformatoare în baie de ulei care sînt răcite prin intermediul uleiului.

Clasa transformatoarelor speciale cuprinde diferite tipuri constructive din care se menționează: — *transformatorul de putere cu trei înfășurări* care permite alimentarea sau interconectarea simultană cu un singur transformator a mai multor rețele de tensiuni diferite; — *transformatorul de faze* care simultan cu schimbarea tensiunii modifică și numărul de faze, utilizate mai ales în stații de redresare; — *transformatoare cu destinație specială*: transformatoare de sudură, de mare intensitate, de tensiune foarte înaltă, transformatoare de măsură, de radio etc.

Mărimile nominale care caracterizează transformatorul și care sînt înscrise de obicei pe plăcuța sa indicatoare sînt:

— *puterea nominală a transformatorului* este puterea aparentă la bornele circuitului secundar exprimată în VA, kVA sau MVA pentru care nu sînt depășite limitele de încălzire admisibile ale elementelor transformatorului în condiții de mediu indicate; *tensiunile nominale de linie* exprimate în V sau kV; *curenții nominali de linie* exprimați în A sau kA; *frecvența nominală* în Hz; *numărul de faze*; *schema și grupa de conexiuni*; *tensiunea nominală de scurtcircuit* în procente; *regimul de funcționare* (continuu sau de scurtă durată); *felul răcirii*.

În afară de aceste date, pe plăcuța transformatorului sînt înscrise și date suplimentare necesare la instalarea transformatorului:

— masa totală a transformatorului; masa uleiului; masa părții decuvabile a transformatorului.

Principalele elemente constructive ale transformatorului sînt *miezul feromagnetic* și *înfășurările*.

Miezul se construiește din tole de 0,35 mm (mai rar 0,5 mm) grosime, tăiate din tablă silicioasă puternic aliată, laminată la cald sau texturată

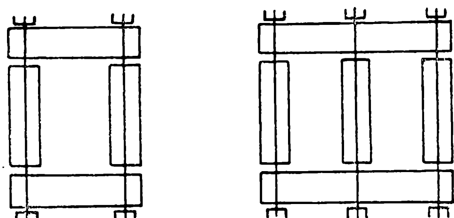


Fig. 1.1. Îmbinarea miezului feromagnetic cu jug suprapus.

(tablă laminată la rece cu cristale orientate); tolele sînt izolate între ele cu lac, oxizii ceramici, de exemplu izolație denumită carlit și mai rar cu hîrtie. Utilizarea tolelor aliate cu siliciu (aproximativ 4% siliciu) conduce la micșorarea pierderilor prin curenți turbionari (adaosul de siliciu conduce la creșterea rezistivității electrice).

Oțelul texturat laminat la rece are pierderi specifice în fier mai reduse, permeabilitatea magnetică mai mare pentru un anumit domeniu de valori ale inducției, însă aceste tole sînt mai scumpe și prezintă o importantă anizotropie magnetică. Miezul feromagnetic este format din *coloane* și *juguri*. Pe coloane se așază înfășurările. Deoarece înfășurările se execută în afara miezului și ulterior se montează pe coloanele transformatorului, miezul feromagnetic se construiește din două sau mai multe părți.

La transformatoarele de putere jugurile se construiesc demontabile. Jugurile leagă între ele coloanele și nu poartă înfășurări. Îmbinarea jugului cu coloanele se poate efectua prin suprapunere în care caz rezultă un întrefier net cu o lărgime de 0,1 pînă la 1 mm. În acest întrefier se prevede o izolație pentru a evita scurtcircuitarea tolelor și creșterea pierderilor suplimentare prin curenți turbionari (fig. 1.1).

În practică se preferă ca tolele să se asambleze întrețesut pentru a micșora efectele interstițiilor de asamblare și a conferi totodată o rigiditate mai mare a miezului.

În figura 1.2 se arată două straturi succesive de tole la asamblarea miezului transformatorului monofazat de forță și două straturi succesive ale miezului transformatorului trifazat de forță. Miezul asamblat se consolidează pe coloane cu chingi sau prin buloane izolate și pe juguri cu grinzi de strîngere.

Coloanele au secțiuni de formele arătate în figura 1.3; secțiuni cu număr mic de trepte se folosesc la puteri mici; pe măsură ce puterea transformatoa-

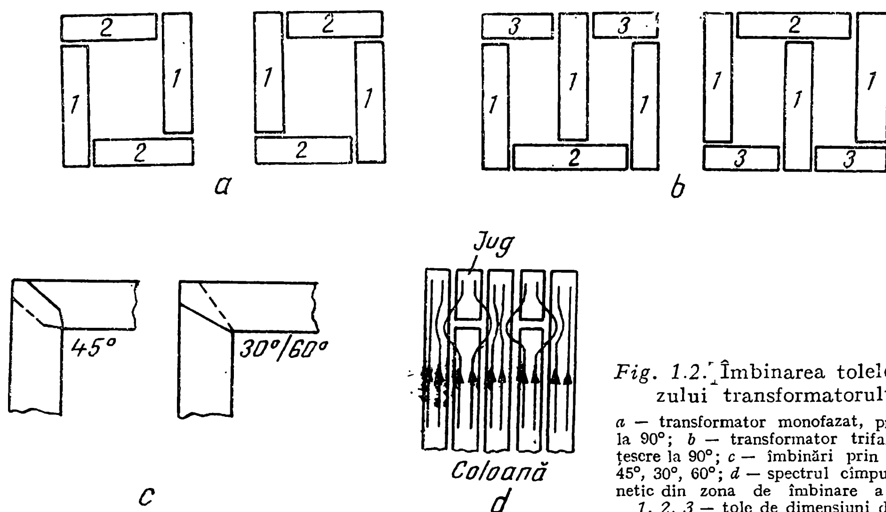


Fig. 1.2. Îmbinarea tolelor miezului transformatorului:

a — transformator monofazat, prin țesere la 90°; *b* — transformator trifazat, prin țesere la 90°; *c* — îmbinări prin țesere la 45°, 30°, 60°; *d* — spectrul cîmpului magnetic din zona de îmbinare a tolelor; *1, 2, 3* — tole de dimensiuni diferite.

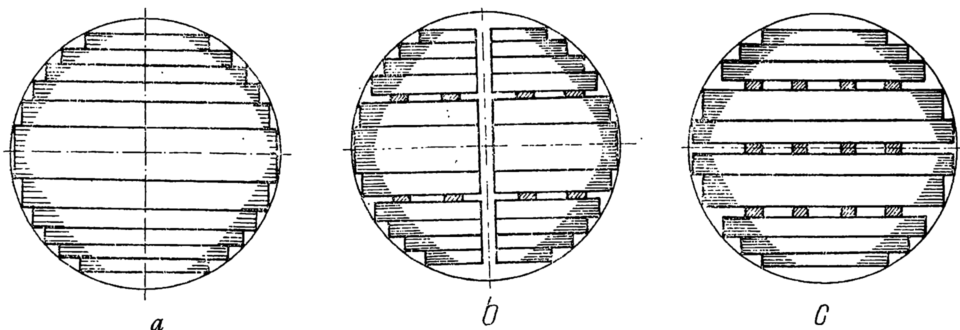


Fig. 1.3. Secţiuni ale coloanelor transformatorului:
a — fără canale; *b* şi *c* — cu canale de răcire.

relor — deci şi diametrul coloanei creşte — se măreşte numărul de trepte ale secţiunii, astfel încît cercul circumscris coloanei să fie cît mai bine umplut, pentru a folosi cît mai bine materialul conductor al bobinelor. La unităţile de mare putere se prevăd de-a lungul circuitului magnetic canale de răcire care pot fi perpendiculare pe planul tolelor (radiale) sau paralele cu acest plan (axiale) (fig. 1.3). Prima dispoziţie a canalelor, care este mult mai complicată din punct de vedere constructiv decît a doua, prezintă avantajul unei mai eficace răciri a tolelor, transmiterea căldurii nefiind îngreuiată de straturile de izolaţie dintre tole.

Jugurile au secţiuni de forma indicată în figura 1.4.

Aceste secţiuni de jug sînt specifice miezurilor confecţionate din tablă laminată la cald. Pentru jugurile din figura 1.4, *a*, *b*, *c* treptele jugului sînt aliniate la nivelul ferestrei la aceeaşi cotă, presarea bobinajului se face eficient. În figurile 1.4, *d*, *e*, *f*, *g*, se prezintă secţiuni de juguri cu trepte înspre coloană, ceea ce face în anumite cazuri scoaterea cu uşurinţă a capetelor bobinajului aşezat lîngă coloana transformatorului. Aria secţiunii jugului se face de obicei cu 5—15% mai mare decît a coloanei pentru a se reduce pierderile în fier, curenţii de mers în gol şi pentru a egaliza curenţii de mers în gol pe cele trei faze ale transformatorului trifazat.

Miezul feromagnetic se poate construi *cu coloane* sau *în manta*. Transformatoarele cu coloane se utilizează mai mult în practică. În figura 1.5, *a* se arată transformatorul monofazat şi trifazat cu coloane, în figura 1.5, *b* se arată transformatorul monofazat şi trifazat în manta, iar în figura 1.5, *c*, transformatorul trifazat cu cinci coloane. În figurile 1.5, *A* — 1.5, *F* se prezintă diferite construcţii ale părţilor active ale transformatoarelor.

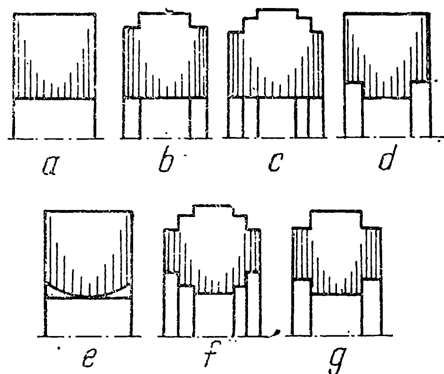
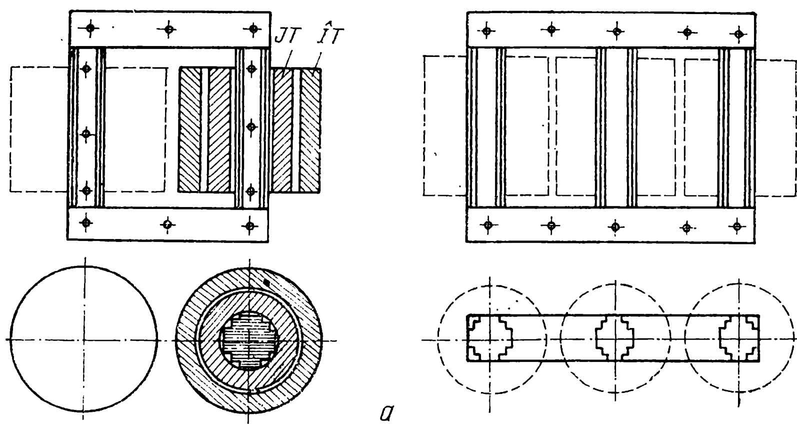
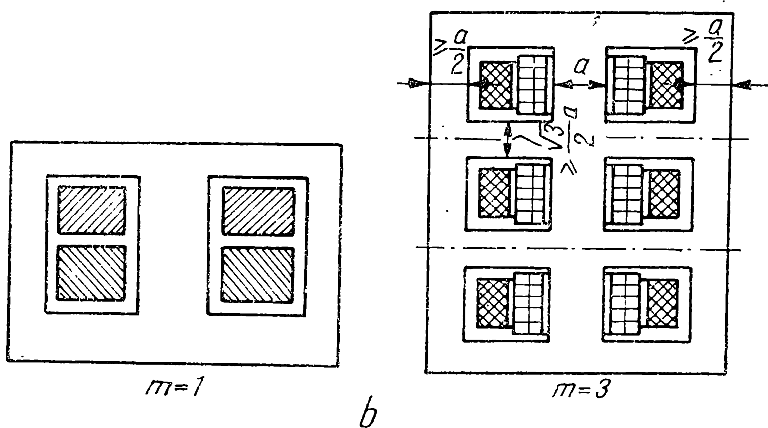


Fig. 1.4. Secţiuni de juguri ale miezului unui transformator.

Înfăşurările transformatorului sînt construite din conductor de cupru sau aluminiu, izolat cu bumbac sau hîrtie la transformatoarele încuvate în ulei sau cu email la transformatoare răcite cu aer — denumite şi uscate. Transformatorul monofazat prezintă cel puţin două înfăşurări aşezate pe





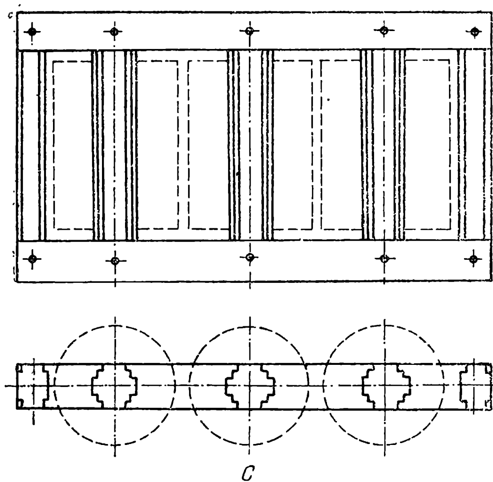
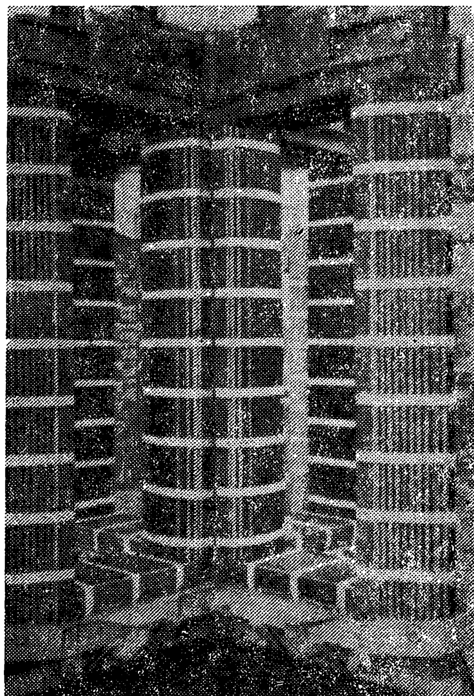
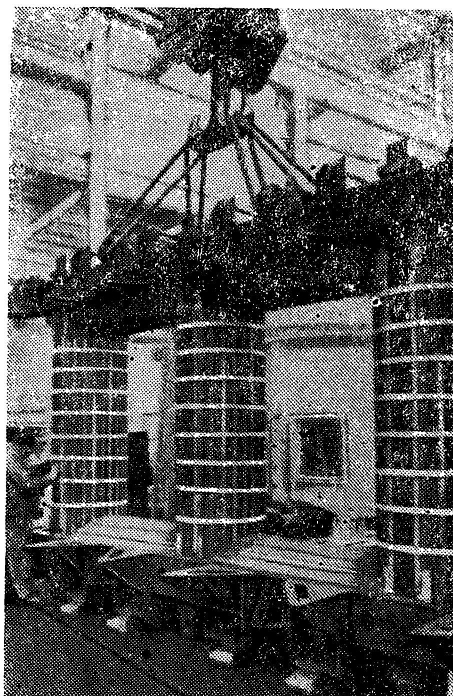


Fig. 1.5. Transformatorul monofazat şi trifazat cu trei coloane (*a*), în manta (b) şi trifazat cu cinci coloane (*c*).



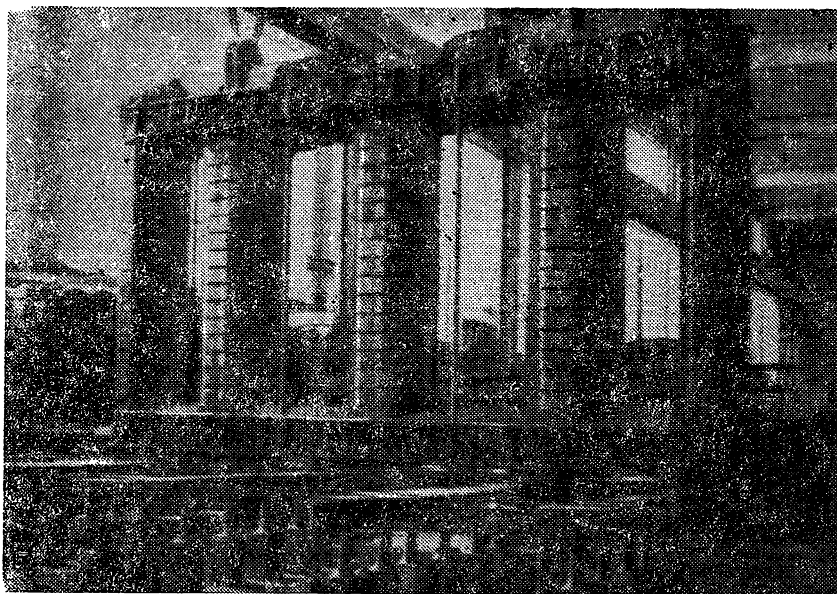
A

Fig. 1.5,A. Miezul unui transformator monofazat cu dispunerea în cruce a circuitului magnetic, fără buloane de presare (Brown-Boveri).



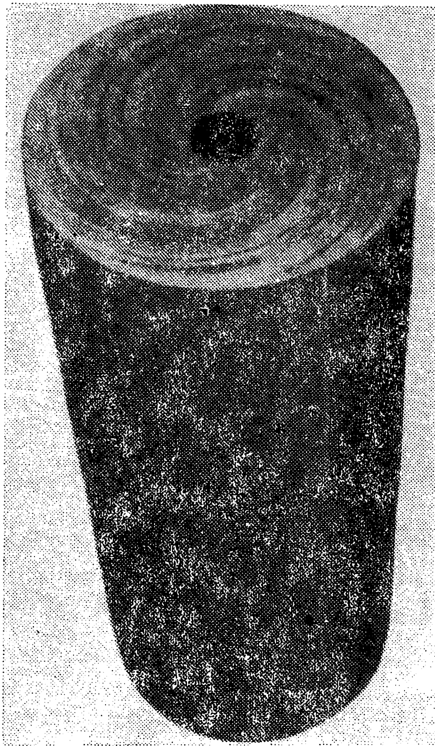
B

Fig. 1.5,B. Miezul unui transformator trifazat cu coloane în linie asamblate prin bandaje, iar jugurile prin buloane.



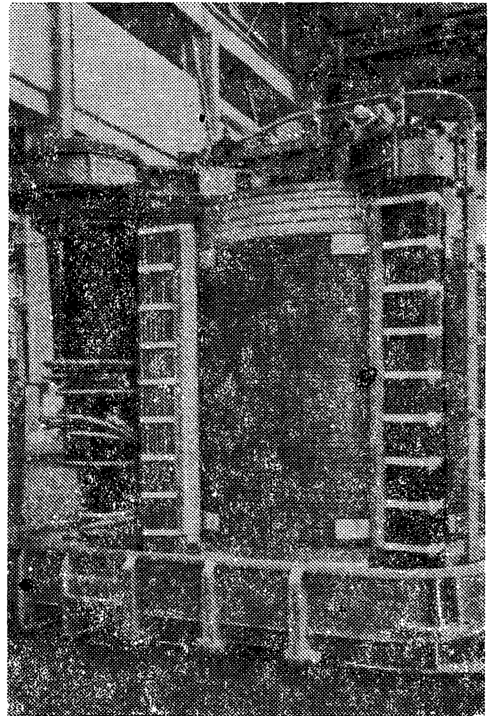
C

Fig. 1.5,C. Miezul magnetic al unui transformator cu 5 coloane (315 MVA şi 220/110 kV, Elin-Union).



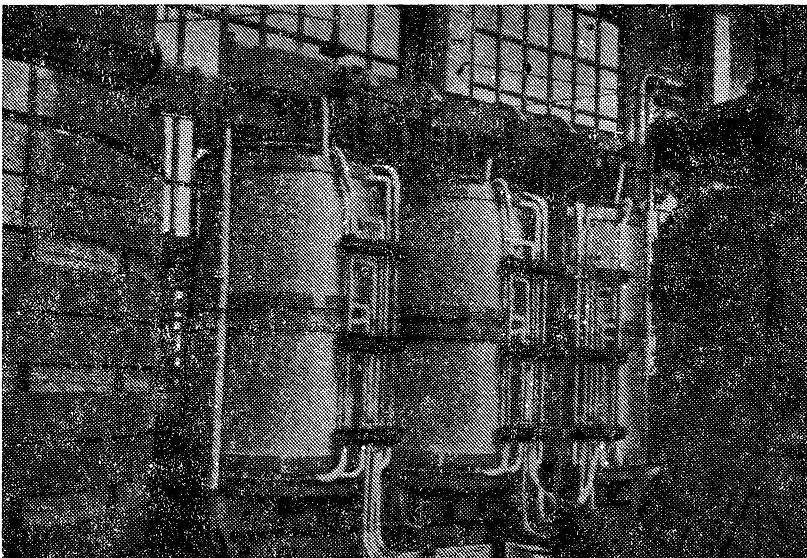
D

Fig. 1.5,D. Coloană în evolventă pentru un transformator de 630 kVA, 20. kV, 50 Hz (Brown-Boveri).



E

Fig. 1.5,E. Partea activă a unui transformator monofazat avînd circuitul magnetic în cruce.



F

Fig. 1.5,F. Partea activă a unui transformator trifazat de 40 MVA.

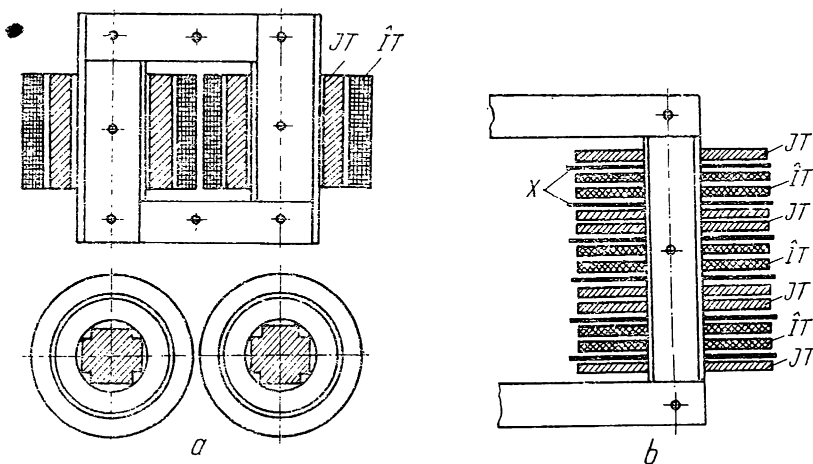


Fig. 1.6. Înfăşurările transformatorului:
a — înfăşurări cilindrice concentrice; *b* — înfăşurări în galeţi alternaţi; *JT* — joasă tensiune; *IT* — înaltă tensiune; *X* — izolaţie.

miez. Una din înfăşurări se conectează la o sursă de curent alternativ şi este denumită *înfăşurarea primară* (notată cu indicele *1*), cealaltă înfăşurare la bornele căreia se conectează circuitele receptoare se numeşte *înfăşurare secundară* (indice *2*). Înfăşurarea avînd tensiunea ridicată se numeşte *înfăşurare de înaltă tensiune* şi se notează *ÎT*, iar înfăşurarea de tensiune mai mică se numeşte *înfăşurare de joasă tensiune* şi se notează *JT*.

Înfăşurările transformatorului se construiesc ca înfăşurări cilindrice (fig. 1.6,*a*) sau ca înfăşurări cu galeţi alternaţi (fig. 1.6, *b*).

La înfăşurările cilindrice concentrice înfăşurarea primară şi înfăşurarea secundară sînt aşezate suprapus pe coloană. De obicei lîngă miez este aşezată înfăşurarea de joasă tensiune, iar în exterior înfăşurarea de înaltă tensiune (fig. 1.6,A).

La înfăşurările cu galeţi alternaţi o porţiune de joasă tensiune alternează de-a lungul coloanei cu o porţiune de înfăşurare de înaltă tensiune. De regulă spre juguri se aşază porţiuni de înfăşurare de joasă tensiune.

În construcţia transformatoarelor normale de putere se utilizează înfăşurările cilindrice concentrice; înfăşurările în galeţi alternaţi se utilizează numai la transformatoare speciale cu inductivităţi de scăpări foarte mici. Din punct de vedere constructiv odată cu creşterea puterii sau a tensiunii unui transformator apar noi exigenţe tehnice greu de satisfăcut. La transformatoare de foarte mare putere a căror putere depăşeşte 500 MVA apar probleme dificile de dimensionare datorită cîmpurilor mari de dispersie, curenţilor mari, cantităţilor mari de căldură ce se produc în înfăşurări, forţelor electrodinamice etc.

O dificultate în plus este aceea că se impune o netă limitare a greutăţii şi gabaritului datorită posibilităţilor de transport. Progresele tehnice au permis construcţia transformatoarelor de foarte mare putere. În prezent sînt în funcţie transformatoare trifazate de 1300 MVA. Uzinele „Electroputere" Craiova fabrică transformatoare trifazate de 400 MVA cu tensiunea de 400/24 kV. Pentru tensiuni mai mari de 1200 kV pentru care se construiesc numai transformatoare monofazate sînt posibile de atins puteri de 3000 MVA la tensiuni de 1200/525 kV pentru autotransformator şi puteri de 2000 MVA la transformator.

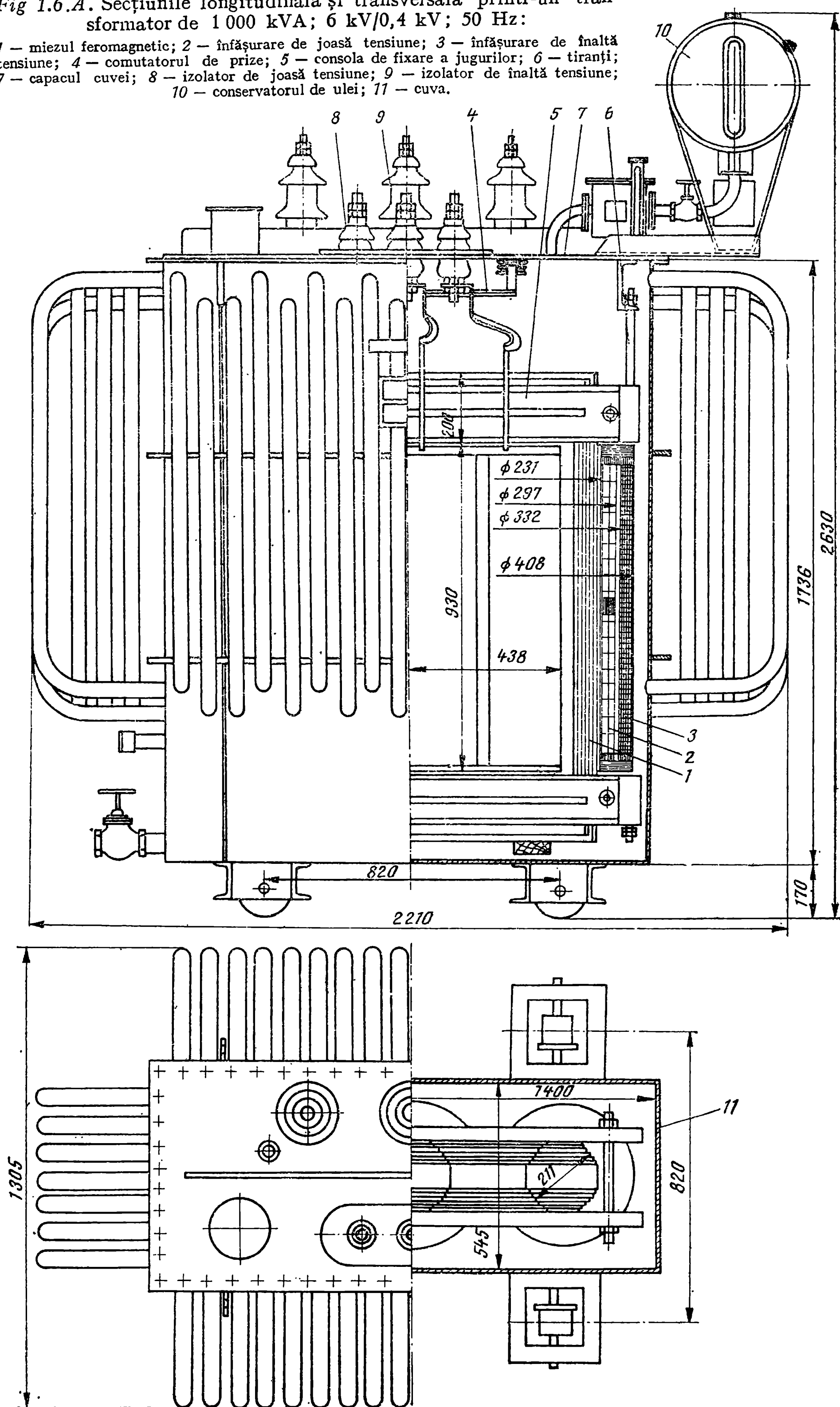


Fig 1.6.A. Secțiunile longitudinală și transversală printr-un transformator de 1 000 kVA; 6 kV/0,4 kV; 50 Hz:

1 — miezul feromagnetic; *2* — înfășurare de joasă tensiune; *3* — înfășurare de înaltă tensiune; *4* — comutatorul de prize; *5* — consola de fixare a jugurilor; *6* — tiranți; *7* — capacul cuvei; *8* — izolator de joasă tensiune; *9* — izolator de înaltă tensiune; *10* — conservatorul de ulei; *11* — cuva.

1.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL TRANSFORMATORULUI ELECTRIC MONOFAZAT

Funcționarea transformatorului monofazat se bazează pe legea inducției electromagnetice și anume a inducției mutuale între două circuite imobile unul față de altul. În figura 1.7 este reprezentată schema de principiu a unui transformator monofazat.

Notăm începutul și sfîrșitul înfășurării primare cu A respectiv cu X, iar a înfășurării secundare cu a respectiv cu x.

Dacă se aplică tensiunea u_1 la bornele AX, tensiune care este variabilă în timp, atunci înfășurarea AX va absorbi de la rețeaua electrică de alimentare curentul i_1; acest curent va produce un cîmp magnetic ale cărui linii se vor închide pe drumul de reluctanță minimă, străbătînd și cealaltă înfășurare denumită înfășurare secundară.

Deci spirele înfășurării secundare vor fi înlănțuite de un flux magnetic fascicular creat de curentul primar, flux magnetic variabil în timp ca și curentul i_1. Prin urmare în spirele înfășurării secundare se va induce o tensiune electromotoare și va apărea o anumită tensiune u_{20} la bornele ax ale înfășurării.

Această tensiune poate fi mai mare sau mai mică funcție de numărul de spire al înfășurării secundare, altfel spus t.e.m. indusă în înfășurarea secundară este proporțională cu numărul dè spire al acestei înfășurări. Dacă la bornele ax este legat un receptor de rezistență R, de capacitate C și de inductivitate L atunci circuitul secundar este închis și sub acțiunea t.e.m. induse, înfășurarea secundară va fi străbătută de un curent i_2, iar la bornele receptorului tensiunea ia valoarea u_2 Dacă tensiunea secundară este mai mare decît cea primară ($U_2 > U_1$) transformatorul este ridicător de tensiune; dacă tensiunea secundară U_2 este mai mică decît cea primară U_1 ($U_2 < U_1$), el este coborîtor de tensiune.

Transformatorul absoarbe prin înfășurarea primară puterea instantanee $u_1 i_1$ de la rețeaua de alimentare și cedează puterea instantanee $u_2 i_2$ pe la bornele înfășurării secundare. Neglijînd orice pierderi în transformator și orice înmagazinare de energie în cîmpurile magnetice se obține relația: $u_1 i_1 = u_2 i_2$.

Așadar transformatorul schimbă valoarea tensiunii u_1 a rețelei de alimentare la valoarea u_2 care convine receptorului conectat la bornele înfășurării secundare, fără a schimba esențial valoarea puterii cerute de la rețea. Transmisia la distanță a puterilor electrice mari este mai economică la tensiuni mult mai ridicate decît la tensiunile la care se produc, deoarece la tensiuni ridicate curenții au valori reduse iar pierederile provocate de curenți pe liniile de transport sînt mult mai mici; pentru ridicarea tensiunii în centralele electrice și coborîrea acesteia la consumatori se utilizează transformatoarele electrice de putere.

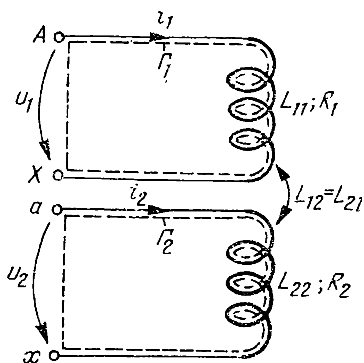


Fig. 1.7. Schema de principiu a transformatorului monofazat.

1.3. ECUAȚIILE TRANSFORMATORULUI ELECTRIC (MONOFAZAT)

Deducerea acestor ecuații se bazează pe utilizarea inductivităților proprii și mutuale ale înfășurărilor transformatorului. Se va presupune că circuitul magnetic este liniar, adică inductivitățile proprii și mutuale ale celor două circuite sînt constante independent de valorile curenților sau tensiunilor. Se presupune deci că circuitul magnetic nu prezintă saturație sau fenomenul de histerezis; se consideră de asemenea că în circuitul magnetic nu se produc pierderi de putere. Presupunem că transformatorul funcționează în sarcină în sensul că la bornele înfășurării primare se aplică tensiunea u_1 a unei rețele de alimentare, iar la bornele înfășurării secundare este conectat un receptor.

Fie L_{11} și L_{22} inductivitățile proprii ale celor două înfășurări și $L_{12} = L_{21}$ inductivitatea mutuală a celor două înfășurări. Fie i_1 curentul din înfășurarea primară cu sensul pozitiv arătat în figura 1.7, circuitul primar fiind presupus receptor și i_2 curentul din înfășurarea secundară, circuitul secundar fiind considerat circuit generator. Sensul lui i_2 a fost ales astfel ca să magnetizeze circuitul magnetic în același sens ca i_1.

Aplicînd legea inducției electromagnetice în lungul a două contururi Γ_1 și Γ_2 care trec respectiv prin conductorul unei înfășurări și se închid între bornele AX, respectiv ax, în lungul curbei de calcul a tensiunii la borne, se deduc relațiile care explică comportarea generală a transformatorului.

Se va avea în vedere că în lungul conductoarelor există numai căderile ohmice de tensiune și că fluxurile magnetice care înlănțuie contururile Γ_1 și Γ_2 sînt produse numai de curenții din cele două înfășurări. Notăm cu R_1 și R_2 rezistențele celor două înfășurări. Avînd în vedere sensurile de parcurgere ale contururilor Γ_1 și Γ_2 se poate scrie:

$$R_1 i_1 - u_1 = -\frac{\mathrm{d}\varphi_1}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{11}i_1 + L_{12}i_2) \qquad (1.1)$$

$$R_2 i_2 + u_2 = -\frac{\mathrm{d}\varphi_2}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_{22}i_2 + L_{21}i_1)$$ unde φ_1 este fluxul magnetic total care înlănțuie înfășurarea primară, iar φ_2 este fluxul magnetic total care înlănțuie înfășurarea secundară. În aceste relații se presupun cunoscute mărimile u_1, L_{11}, L_{22}, L_{12}, R_1 și R_2, iar necunoscute sînt i_1, i_2 și u_2.

Prin urmare avem două relații cu trei necunoscute. Sistemul (1.1) devine determinat dacă se scrie și o a treia relație care este dată de legătura dintre u_2 și i_2, caracteristică receptorului:

$$u_2 = Ri_2 + L\frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t} + \frac{1}{C}\int_0^t i_2 \mathrm{d}t. \qquad (1.2)$$

În cadrul ipotezelor enunțate mai sus aceste trei relații descriu complet funcționarea transformatorului în orice regim.

1.3.1. SEPARAREA FLUXURILOR MAGNETICE ÎN TRANSFORMATOR

Revenind la ecuațiile (1.1) fluxurile φ_1 și φ_2 se vor pune sub altă formă care va fi utilă în studiul transformatorului:

$$\varphi_1 = L_{11}i_1 + L_{12}i_2 + \frac{w_1}{w_2} L_{12}i_1 - \frac{w_1}{w_2} L_{12}i_1 = \left(L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_{12}\right) i_1 +$$

$$+ \frac{w_1}{w_2} L_{12}\left(i_1 + \frac{w_2}{w_1} i_2\right) = L_{1\sigma}i_1 + \frac{w_1}{w_2} L_{12}i_\mu = L_{1\sigma}i_1 + w_1 \varphi \tag{1.3}$$

$$\varphi_2 = L_{22}i_2 + L_{21}i_1 - \frac{w_2}{w_1} L_{21}i_2 + \frac{w_2}{w_1} L_{21}i_2 = L_{2\sigma}i_2 + L_{12}i_\mu =$$

$$= L_{2\sigma}i_2 + w_2 \varphi$$

unde s-au făcut notațiile:

$$L_{1\sigma} = L_{11} - \frac{w_1}{w_2} L_{12}; \quad L_{2\sigma} = L_{22} - \frac{w_2}{w_1} L_{12}; \quad i_\mu = i_1 + \frac{w_2}{w_1} i_2;$$

$$\varphi = \frac{L_{12}}{w_2} i_\mu. \tag{1.4}$$

Dacă solenația rezultantă $\theta_\mu = w_1 i_1 + w_2 i_2$ se pune sub forma

$$\theta_\mu = w_1 i_1 + w_2 i_2 = w_1 (i_1 + i_2\, w_2/w_1) = w_1 i_\mu, \tag{1.5}$$

rezultă semnificația fizică a curentului i_μ; acesta este curentul care dacă ar parcurge cele w_1 spire ale înfășurării primare atunci ar produce aceeași solenație rezultantă ca și cele două înfășurări ale transformatorului parcurse de curenții i_1 respectiv i_2.

Fluxul φ este fluxul magnetic fascicular util care înlănțuie ambele înfășurări și care se închide prin miezul transformatorului.

Din relațiile de mai sus se constată că fluxul magnetic se poate pune sub forma: $\varphi = \frac{L_{12}}{w_2} i_\mu = \frac{L_{12}}{w_1 w_2} \theta_\mu$ adică fluxul magnetic φ este proporțional cu solenația rezultantă. Liniile de cîmp ale fluxului magnetic fascicular util sînt reprezentate în figura 1.8.

Dacă se are în vedere (1.3) și (1.4) atunci relațiile (1.1) devin:

$$R_1 i_1 - u_1 = -\frac{d}{dt}\left(L_{1\sigma}i_1 + \frac{w_1}{w_2} L_{12}i_\mu\right) \tag{1.6}$$

$$R_2 i_2 + u_2 = -\frac{d}{dt}(L_{2\sigma}i_2 + L_{12}i_\mu)$$

care reprezintă o altă formă a ecuațiilor teoriei fizice. Este important de a stabili semnificația fizică a inductivităților $L_{1\sigma}$ și $L_{2\sigma}$. $L_{1\sigma}$ este inductivitatea de scăpări a înfășurării primare în raport cu cea secundară, iar $L_{2\sigma}$ este inductivitatea de scăpări, a înfășurării secundare în raport cu cea primară. Se verifică imediat că aceste inductivități corespund unor fluxuri de scăpări. Prin definiție $L_{11}i_1$ reprezintă fluxul magnetic total în raport cu cele w_1 spire ale înfășurării primare produs de curentul care o străbate.

Fluxul $L_{12}i_1 = L_{21}i_1$ reprezintă fluxul total care înlănțuie cele w_2 spire ale înfășurării secundare, flux produs de înfășurarea primară.

Mărimea $L_{12}i_1/w_2$ reprezintă fluxul magnetic fascicular mediu util care înlănțuie spirele înfășurării secundare și totodată și pe cele primare. Mărimea $w_1L_{12}i_1/w_2$ reprezintă fluxul magnetic total în raport cu cele w_1 spire produs de înfășurarea primară și care înlănțuie și spirele înfășurării secundare.

Diferența $L_{11}i_1 - \frac{w_1}{w_2} L_{12}i_1$ este fluxul magnetic total în raport cu înfășurarea primară și care corespunde liniilor de cîmp magnetic produs de înfășurarea primară care nu se înlănțuie cu nici o spiră a înfășurării secundare. Astfel de linii de cîmp constituie cîmpul magnetic de scăpări al înfășurării primare în raport cu înfășurarea secundară. O semnificație similară are și inductivitatea de scăpări $L_{2\sigma}$. Din definiție rezultă $L_{1\sigma} > 0$ și $L_{2\sigma} > 0$.

Pentru a face să apară un termen comun în ambele relații (1.6) se înmulțește relația a doua cu raportul w_1/w_2 și se obține:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1i_1 + L_{1\sigma}\frac{di_1}{dt} + \frac{w_1}{w_2}L_{12}\frac{di_\mu}{dt} \\ -u_2' &= R_2'i_2' + L_{2\sigma}'\frac{di_2'}{dt} + \frac{w_1}{w_2}L_{12}\frac{di_\mu}{dt} \end{aligned} \qquad (1.7)$$

unde s-au notat:

$$u_2' = u_2\frac{w_1}{w_2};\quad i_2' = i_2\frac{w_2}{w_1};\quad R_2' = R_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2;\quad L_2' = L_2\left(\frac{w_1}{w_2}\right).$$

Această operație se numește raportarea înfășurării secundare la înfășurarea primară, semnul (′) indică mărimile raportate. Raportarea permite o mai ușoară comparație între caracteristicile transformatorului de pe partea secundară cu cele de pe partea primară. Relațiile (1.7) arată că operația de raportare lasă invariante puterile, constanta de timp și solenația înfășurării.

1.3.2. FORMA MATRICEALĂ A ECUAȚIILOR TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Dacă operatorul diferențial $\frac{d}{dt}$ se notează cu p și se face convenția că se scrie înaintea mărimii asupra căruia operează atunci ecuațiile (1.6) se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} u_1 &= R_1i_1 + \left(L_{1\sigma} + \frac{w_1}{w_2}L_{12}\right)pi_1 + L_{12}pi_2 \\ -u_2 &= R_2i_2 + \left(L_{2\sigma} + \frac{w_2}{w_1}L_{12}\right)pi_2 + L_{12}pi_1 \end{aligned} \qquad (1.8)$$

sau matriceal se va scrie:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ -u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_{1\sigma}p + w_1L_{12}p/w_2 & L_{12}p \\ L_{21}p & R_2 + L_{2\sigma}p + w_2L_{21}p/w_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix}, \qquad (1.9)$$

sau

$$[u] = [Z]\cdot[i] \qquad (1.10)$$

care constituie o scriere concentrată a relaţiilor (1.9). Mărimea $[Z]$ este denumită *matrice operaţională a transformatorului*. În teoria transformatorului se preferă raportarea mărimilor secundare la primar. În această situaţie: $i_1 = i_1'$; $i_2 = w_1 i_2'/w_2$ care matriceal se scrie:

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \frac{w_1}{w_2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_1' \\ i_2' \end{bmatrix} = [C] \cdot \begin{bmatrix} i_1' \\ i_2' \end{bmatrix} \tag{1.11}$$

$[C]$ reprezintă matricea de transformare a sistemului de curenţi i_1', i_2' în curenţii i_1, i_2. Dacă se cunoaşte matricea $[C]$ atunci tensiunile se transformă după relaţia:

$$[u'] = [C_t].[u]. \tag{1.12}$$

Pe baza relaţiilor (1.10) şi (1.12) relaţia (1.12) devine:

$$[u'] = [C_t].[Z].[i] = [C_t].[Z].[C].[i'] = [Z'].[i'] \tag{1.13}$$

unde $[Z']$ este noua matrice impedanţă a transformatorului şi are forma:

$$[Z'] = \begin{bmatrix} R_1 + L_{1\sigma}p + \frac{w_1}{w_2} L_{12}\, p & \frac{w_1}{w_2} L_{12}\, p \\ \frac{w_1}{w_2} L_{21}\, p & R_2' + L_{2\sigma}' p + \frac{w_1}{w_2} L_{21}\, p \end{bmatrix} \tag{1.14}$$

Prin urmare (1.13) reprezintă ecuaţia matriceală raportată a transformatorului monofazat.

1.3.3. FORMA TEHNICĂ A ECUAŢIILOR TRANSFORMATORULUI MONOFAZAT

Teoria dezvoltată în paragrafele precedente nu permite să se ţină seama de pierderile în fier şi de efectul saturaţiei; de aceea se preferă în special pentru transformatoarele de putere o altă formă a relaţiilor care descriu comportarea transformatoarelor şi care constituie baza teoriei tehnice a transformatorului. Pentru început se va avea în vedere numai saturaţia.

Solenaţia primară $w_1 i_1$ produce un *cîmp magnetic de excitaţie*, iar solenaţia secundară $w_2 i_2$ produce un cîmp suplimentar numit *cîmp de reacţie*, aceasta în cazul în care transformatorul este în sarcină. Solenaţia rezultantă $\theta_\mu = w_1 i_1 + w_2 i_2$ produce cîmpul magnetic rezultant din transformator şi datorită saturaţiei circuitului magnetic sistemul nu mai este liniar şi cîmpul magnetic rezultant nu se mai poate descompune în componente separate corespunzătoare solenaţiilor parţiale $w_1 i_1$ şi $w_2 i_2$, adică suprapunerea efectelor nu mai este posibilă. Urmărind spectrul liniilor de cîmp (fig. 1.8) se pot stabili concluzii importante. Se vor avea în vedere cele două categorii de fluxuri: fluxurile de scăpări şi

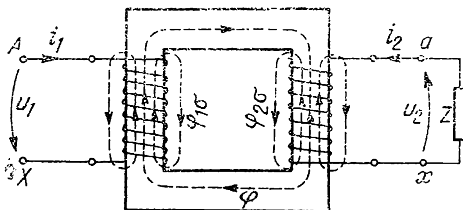


Fig. 1.8. Distribuţia fluxurilor la transformator.

fluxul util, care este fluxul magnetic care înlănţuie ambele înfăşurări şi se închide prin miezul magnetic al transformatorului.

Dacă se consideră un transformator cu înfăşurările dispuse ca în figura 1.8 atunci se constată că liniile cîmpului magnetic de scăpări ale înfăşurării primare se închid parte prin aer, parte prin miez. Dacă analizăm un tub de forţă oarecare al acestui cîmp, reluctanţa lui totală este suma dintre reluctanţa porţiunii din aer şi cea a porţiunii din miezul magnetic. Reluctanţa porţiunii de aer este constantă indiferent de intensitatea cîmpului magnetic. Reluctanţa porţiunii cuprinse în miezul magnetic este variabilă odată cu starea de saturaţie a miezului magnetic, însă chiar la saturaţia pronunţată a miezului magnetic reluctanţa porţiunii din miezul magnetic este mult mai mică decît reluctanţa porţiunii din aer. În consecinţă reluctanţa tubului considerat se reduce cu o eroare neînsemnată la reluctanţa porţiunii sale din aer care nu este afectată de saturaţia miezului magnetic. Termenul $\varphi_{1\sigma} = L_{1\sigma} i_1$ din expresia fluxului magnetic φ_1 nu este afectat deci de saturaţie, la fel şi termenul $\varphi_{2\sigma} = L_{2\sigma} i_2$ din expresia fluxului magnetic φ_2.

În ceea ce priveşte fluxul magnetic fascicular φ care se închide prin miezul magnetic acesta este afectat de gradul de saturaţie, însă se pot stabili cîteva concluzii importante.

Să considerăm că înfăşurarea primară este alimentată de o tensiune siunsoidală de forma $u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t$ şi să scriem ecuaţia primarului

$$u_1 = R_1 i_1 + L_{1\sigma}\frac{di_1}{dt} + w_1\frac{d\varphi}{dt}. \tag{1.15}$$

Termenul $R_1 i_1$ are valoarea maximă mică în comparaţie cu valoarea maximă a tensiunii u_1 şi poate fi neglijat, valoarea maximă a fluxului de scăpări $L_{1\sigma} i_1$ este de asemenea mică în comparaţie cu valoarea maximă a fluxului magnetic φ, deoarece reluctanţa corespunzătoare fluxului magnetic de scăpări este foarte mare în comparaţie cu reluctanţa corespunzătoare fluxului util. Deci relaţia (1.15) devine:

$$u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin \omega t \cong w_1 \cdot \frac{d\varphi}{dt} \tag{1.16}$$

rezultă că $$\varphi \cong \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega w_1} \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) = \Phi_m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right). \tag{1.17}$$

Prin urmare la tensiunea sinusoidală, fluxul magnetic util este aproximativ sinusoidal în timp, defazat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii şi are amplitudinea:

$$\Phi_m = \frac{U_1 \sqrt{2}}{\omega w_1}. \tag{1.18}$$

Fluxul util φ, practic nu este influenţat de curenţii i_1 şi i_2. Dependenţa $\varphi = f(\theta_\mu)$ este nelineară în limitele Φ_m şi $-\Phi_m$. Variaţiei sinusoidale a fluxului magnetic util φ îi corespunde o variaţie nesinusoidală a solenaţiei aşa cum este indicat în figura 1.9, *b*.

Pentru a putea aplica calculul în complex se va considera fundamentala solenaţiei θ_μ, iar dependenţa $\varphi = f(\theta_\mu)$ se va considera lineară aşa cum este indicat în figura 1.9, *a*, adică curba nelineară se aproximează cu dreapta

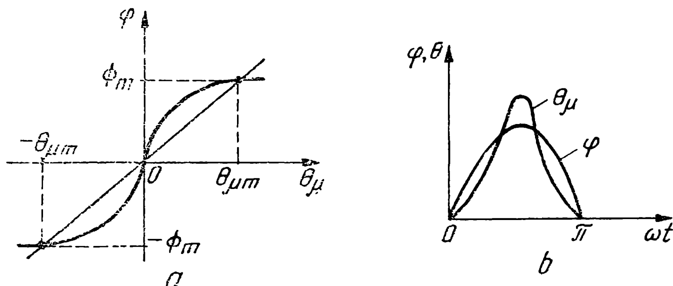


Fig. 1.9. Dependenţa fluxului magnetic util φ de solenaţia ϑ_μ (*a*) şi variaţia în timp a fluxului magnetic şi solenaţiei (*b*).

care trece prin punctul $(\theta_{\mu m}, \Phi_m)$. În funcţie de poziţia acestui punct se face linearizarea caracteristicii $\varphi = f\ (\theta_\mu)$ cu dreapta din figura 1.9, *a*. Reluctanţa miezului magnetic variază în funcţie de poziţia punctului $(\theta_{\mu m}, \Phi_m)$. Pentru o tensiune de alimentare dată, acest punct este bine determinat şi deci miezul magnetic are o anumită reluctanţă.

Aşa cum rezultă din figura 1.9, *a* la o tensiune dată, solenaţia variază între limite bine precizate $\theta_{\mu m}$, — $\theta_{\mu m}$ practic independente de curenţii i_1 şi i_2, adică mărimea complexă $\underline{\theta}_\mu = w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2$ este practic constantă. Rezultă că în regimul particular de mers în gol cînd $\underline{I}_2 = 0$ se obţine:

$$\underline{\theta}_\mu = w_1 \underline{I}_\mu \simeq w_1 \underline{I}_{10} \text{ sau } \underline{I}_\mu \simeq \underline{I}_{10}.$$

Aşadar solenaţia $\underline{\theta}_\mu$ reprezintă practic solenaţia înfăşurării primare la mersul în gol, iar curentul $\underline{I}_\mu$ este practic egal cu valoarea curentului de mers în gol.

Ca urmare a celor arătate mai sus, în regim staţionar, ecuaţiile transformatorului pot fi scrise în complex, deoarece putem considera sinusoidale toate mărimile

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, \omega w_1 \underline{\Phi} \\ -\underline{U}_2 &= R_2 \underline{I}_2 + \mathrm{j}\, X_{2\sigma} \underline{I}_2 + \mathrm{j}\, \omega w_2 \underline{\Phi} \\ w_1 \underline{I}_\mu &= w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2 \end{aligned} \qquad (1.19)$$

unde $X_{1\sigma} = \omega L_{1\sigma}$; $X_{2\sigma} = \omega L_{2\sigma}$ sînt reactanţele de scăpări ale celor două înfăşurări.

Dacă se introduc tensiunile electromotoare induse de fluxul magnetic util $\underline{\Phi}$ în înfăşurarea primară $(\underline{E}_1 = -\mathrm{j}\, \omega w_1 \underline{\Phi})$ şi în cea secundară $(\underline{E}_2 = -\mathrm{j}\, \omega w_2 \underline{\Phi})$, ecuaţiile (1.19) se retranscriu sub forma:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1; \quad -\underline{U}_2 = R_2 \underline{I}_2 + \mathrm{j}\, X_{2\sigma} \underline{I}_2 - \underline{E}_2;$$

$$w_1 \underline{I}_\mu = w_1 \underline{I}_1 + w_2 \underline{I}_2. \qquad (1.20)$$

Se va mai face o completare a ecuaţiilor (1.20) ţinînd seama de pierderile în fier. După cum este cunoscut, dependenţa fluxului util de solenaţie rezultantă este mai complicată decît aceea din figura 1.9, *a* datorită fenomenului de histerezis. Aşa cum se indică în fig. 1.10, această dependenţă nu mai este univocă.

La flux magnetic φ sinusoidal în timp solenaţia rezultantă variază în timp nesinusoidal şi este în avans faţă de flux.

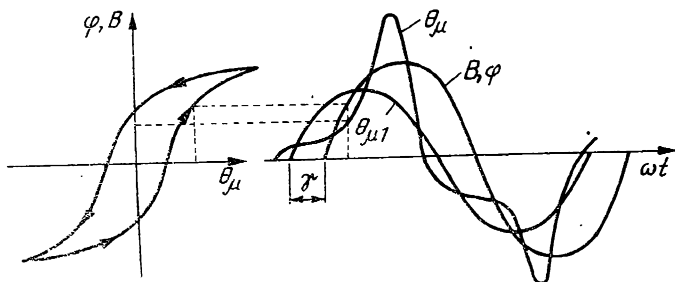


Fig. 1.10. Ciclul de histerezis al miezului magnetic și variația în timp a fluxului magnetic și a solenației.

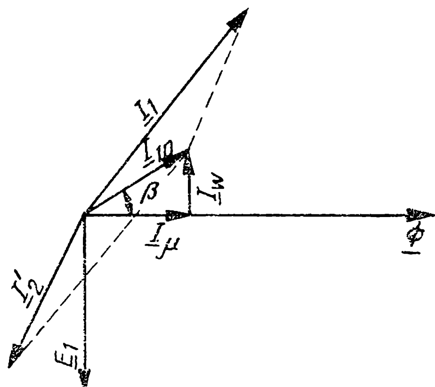


Fig. 1.11. Diagrama fazorială a curenților la transformatorul monofazat.

Linearizarea este posibilă și în acest caz, deoarece fenomenul de histerezis nu este pronunțat, însă datorită acestui fenomen apar pierderi care sînt proporționale cu suprafața ciclului de histerezis, aceste pierderi se notează P_H și depind de inducția magnetică B din miezul transformatorului, deci de fluxul Φ_m.

În continuare se vor avea în vedere și pierderile prin curenți turbionari. Datorită variației în timp a fluxului magnetic în tolele miezului magnetic se induc tensiuni electromotoare care dau naștere curenților turbionari, curenți turbionari care sînt însoțiți de pierderi prin efectul Joule. Aceste pierderi se notează P_T. Pierderile P_T sînt constante într-un transformator dat și la o tensiune de alimentare dată. Pierderile în fier P_{Fe} sînt constituite din suma celor două categorii de pierderi: $P_{Fe} = P_H + P_T$. Pierderile P_{Fe} sînt determinate de fluxul Φ_m și deci la o tensiune dată aceste pierderi sînt proporționale cu B^2; aceste pierderi se pot pune sub forma $P_{Fe} = G\,(\sigma_H f B^2 + \sigma_T f^2 B^2)$ unde G este masa materialului. Datorită acestor pierderi solenația θ_μ (respectiv curentul i_μ) nu mai este în fază cu fluxul ci este decalată înainte cu un unghi β. În figura 1.11 este dată diagrama fazorială a curenților transformatorului.

Curentul $\underline{I}_{10}$ are deci o componentă în fază cu fluxul magnetic pe care o notăm $\underline{I}_\mu$ numită curent de magnetizare și o componentă $\underline{I}_w$ defazată înainte cu $\frac{\pi}{2}$ față de flux, numită componenta wattată a curentului. Se pot deci scrie relațiile:

$$P_{Fe} = E_1 I_{10} \sin\beta = E_1 I_w;\ \underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w. \tag{1.21}$$

În acest mod s-a ajuns la o teorie a transformatorului în regim staționar ale cărei ecuații sînt:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1;\quad -\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + \mathrm{j}\, X'_{2\sigma} \underline{I}'_2 - \underline{E}'_2$$
$$\underline{U}'_2 = R' \underline{I}'_2 + \mathrm{j}\,\omega L' \underline{I}'_2 - \frac{\mathrm{j}}{\omega C'} \underline{I}'_2;\quad \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w \tag{1.22}$$

Tensiunile electromotoare $\underline{E}_1$ și $\underline{E}'_2$ sînt determinate de fluxul magnetic $\underline{\Phi}$, flux care este proporțional cu curentul de magnetizare $\underline{I}_\mu$, deci în complex simplificat se poate scrie:

$$\underline{E}_1 = \underline{E}'_2 = -\mathrm{j}\, X_\mu \underline{I}_\mu = -R_w \underline{I}_w. \tag{1.23}$$

Trebuie să se ia în considerație și relația:

$$P_{Fe} = E_1 I_w = R_w I_w^2 \tag{1.24}$$

din care rezultă:

$$R_w = P_{Fe}/I_w^2 = E_1^2/P_{Fe} \simeq U_1^2/P_{Fe}. \tag{1.25}$$

S-a definit deci rezistența R_w corespunzătoare pierderilor în fier funcție de pierderile în fier P_{Fe} și t.e.m. E_1.

În ultima ecuație din (1.22) s-au notat:

$L' = L\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$; $R' = R\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$; $\frac{1}{C'} = \frac{1}{C}\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$ iar reactanța totală a sarcinii este:

$$X' = \omega L' - \frac{1}{\omega C'} = X\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \tag{1.26}$$

adică s-a făcut raportarea parametrilor receptorului la înfășurarea primară prin aceeași operație de înmulțire a acestora cu raportul $\left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2$.

1.4. TRANSFORMATORUL ELECTRIC MONOFAZAT ÎN REGIM STAȚIONAR

1.4.1. SCHEMA ECHIVALENTĂ A TRANSFORMATORULUI

Pentru a construi schema echivalentă a transformatorului ecuațiile (1.22) se vor scrie sub altă formă avînd în vedere realația (1.23)

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_\mu \underline{I}_\mu; \\ &-\underline{U}'_2 = R'_2 \underline{I}'_2 + \mathrm{j}\, X'_{2\sigma} \underline{I}'_2 + \mathrm{j}\, X_\mu \underline{I}_\mu; \quad \underline{I}_{10} = \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w \end{aligned} \tag{1.27}$$

În aceste ecuații intervin toți parametrii definiți în paragraful precedent; se precizează că X_μ este reactanța de magnetizare și se definește ca raportul dintre t.e.m. E_1 și curentul de magnetizare I_μ. Ecuațiile (1.27) pot fi interpretate ca ecuațiile unui cuadripol în T așa cum se arată în figura 1.12. Prima ecuație din (1.27) reprezintă rezultatul aplicării teoremei a doua a lui Kirchhoff pe ochiul din stînga, iar ecuația a doua pe ochiul din dreapta. Ecuația a treia corespunde aplicării primei teoreme a lui Kirchhoff într-un nod al schemei. Se pot construi și alte scheme echivalente prin anumite transformări aduse ecuațiilor (1.27), de exemplu schema în Γ.

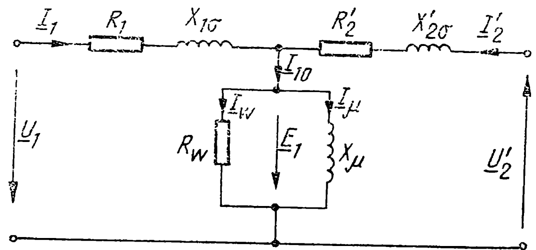


Fig. 1.12. Schema echivalentă a transformatorului.

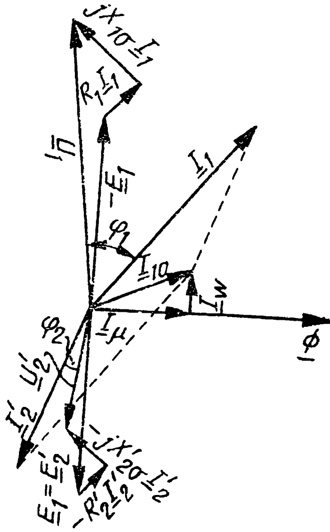


Fig. 1.13. Diagrama fazorială a transformatorului.

1.4.2. DIAGRAMA FAZORIALĂ A TRANSFORMATORULUI

Pentru a construi diagrama fazorială a transformatorului se vor considera ecuațiile transformatorului sub forma:

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1; \\ &-\underline{U}_2' = R_2' \underline{I}_2' + j X_{2\sigma}' \underline{I}_2' - \underline{E}_2' \\ &\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w; \\ &\underline{E}_1 = \underline{E}_2' \end{aligned} \quad (1.12)$$

Se va lua ca origine de fază fluxul magnetic $\underline{\Phi}$; decalată cu $\pi/2$ în urmă față de acest flux este t.e.m. $\underline{E}_1$. Se construiește apoi fazorul $-\underline{E}_1$ și diagrama fazorială a curenților în conformitate cu figura 1.11.

Din vîrful fazorului $-\underline{E}_1$ se duce fazorul $R_1 I_1$ paralel cu $\underline{I}_1$, în continuare se duce fazorul j $X_{1\sigma} \underline{I}_1$ perpendicular pe $\underline{I}_1$; poligonul se închide cu tensiunea $\underline{U}_1$. În mod similar se procedează și pentru a doua ecuație care corespunde secundarului transformatorului. În figura 1.13 este reprezentată diagrama de fazori a transformatorului. Această diagramă fazorială reprezintă de fapt un mod echivalent de a scrie ecuațiile (1.28).

1.4.3. BILANȚUL PUTERILOR LA TRANSFORMATOR

Pentru a putea urmări bilanțul puterilor în transformatorul electric monofazat se va considera puterea absorbită de transformator pe la bornele primare scrisă în complex, adică:

$$\underline{U}_1 \underline{I}_1^* = \underline{I}_1^* (R_1 \underline{I}_1 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1) = R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 - \underline{E}_1 \underline{I}_1^*$$

unde s-a avut în vedere prima ecuație din (1.28); dacă în relația de mai sus se introduce $\underline{I}_{10} = \underline{I}_1 + \underline{I}_2'$. atunci se obține:

$$\begin{aligned} &R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 - \underline{E}_1 (\underline{I}_{10} - I_2')^* = R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 + \underline{E}_1 \underline{I}_2'^* - \\ &- \underline{E}_1 (\underline{I}_w + \underline{I}_\mu)^* = R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 + R_w I_w^2 + \mathrm{j}\, X_\mu I_\mu^2 + \underline{E}_2' \underline{I}_2'^* = \\ &= R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 + R_w I_w^2 + \mathrm{j}\, X_\mu I_\mu^2 + \underline{I}_2'^* (\underline{U}_2' + R_2' \underline{I}_2' + \mathrm{j}\, X_{2\sigma}' \underline{I}_2') = \\ &= R_1 I_1^2 + \mathrm{j}\, X_{1\sigma} I_1^2 + R_2' I_2'^2 + \mathrm{j}\, X_{2\sigma}' I_2'^2 + R_w I_w^2 + \mathrm{j}\, X_\mu I_\mu^2 + \underline{U}_2' \underline{I}_2'^* \end{aligned}$$

unde s-a avut în vedere și cea de a doua ecuație din (1.28).

Relația complexă stabilită mai sus este echivalentă cu următoarele:

$$\left.\begin{aligned} U_1 I_1 \cos \varphi_1 &= R_1 I_1^2 + R_w I_w^2 + R_2' I_2'^2 + U_2' I_2' \cos \varphi_2 \\ U_1 I_1 \sin \varphi_1 &= X_{1\sigma} I_1^2 + X_{2\sigma}' I_2'^2 + X_\mu I_\mu^2 + U_2' I_2' \sin \varphi_2 \end{aligned}\right\} \quad (1.29)$$

Analizînd termenii de mai sus se constată că: $R_1 I_1^2 = P_{J1}$, reprezintă pierderile în rezistența înfășurării primare denumite și pierderi în înfășu-

rarea primară; $R_w I_w^2 = P_{Fe}$ sînt pierderile în fier; $R_2' I_2'^2 = P_{J2}$ reprezintă pierderile în rezistența înfășurării secundare denumite și pierderi în înfășurarea secundară; $U_2' I_2' \cos \varphi_2 = P_2$ este puterea activă transmisă receptorului; $X_{1\sigma} I_1^2$ — puterea reactivă corespunzătoare energiei magnetice înmagazinată în cîmpul de scăpări al înfășurării primare; $X_{2\sigma}' I_2'^2$ — puterea reactivă corespunzătoare energiei magnetice înmagazinată în cîmpul de scăpări al înfășurării secundare; $X_\mu I_\mu^2$ — puterea reactivă corespunzătoare energiei magnetice înmagazinată în cîmpul magnetic util; $U_2' I_2' \sin \varphi_2$ — puterea reactivă consumată de receptor.

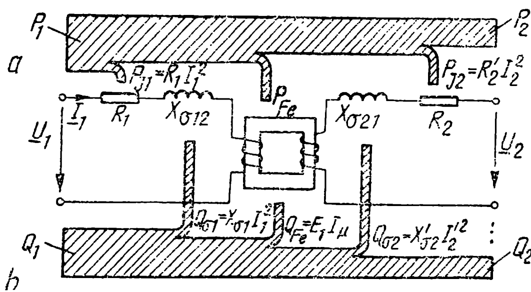


Fig. 1.14. Bilanțul puterilor la transformator:
a — pentru puteri active; *b* — pentru puteri reactive.

Se constată că pentru secundar puterile au fost exprimate cu ajutorul mărimilor raportate. Este util să se arate că raportarea nu schimbă valoarea puterii, într-adevăr: $P_{J2} = R_2' I_2'^2 = \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 R_2 \cdot \left(\frac{w_2}{w_1} I_2\right)^2 = R_2 I_2^2$; $U_2' I_2' \cos \varphi_2 = \frac{w_1}{w_2} U_2 \cdot \frac{w_2}{w_1} I_2 \cos \varphi_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$.

Corespunzător cu relațiile stabilite mai sus s-a reprezentat grafic în figura 1.14 repartiția puterilor: activă P_1 și reactivă Q_1 pe care le primește transformatorul de la rețea la funcționarea în regim staționar.

1.4.4. DIAGRAMA DE FAZORI ȘI SCHEMA ECHIVALENTĂ, SIMPLIFICATE

Curentul de mers în gol I_{10} este foarte mic în comparație cu curenții nominali din înfășurarea primară sau din înfășurarea secundară. Prin urmare dacă transformatorul funcționează la o putere apropiată de cea nominală, curentul I_{10}, se poate neglija fără a se introduce erori importante.

Neglijarea curentului de mers în gol este echivalentă cu considerarea faptului că reactanța de magnetizare X_μ și rezistența R_w corespunzătoare pierderilor în fier au valori infinite. În acest caz schema echivalentă se reduce la aceea indicată în figura 1.15, *a* iar ecuațiile transformatorului devin:

$$\underline{U}_1 = (R_1 + R_2') \underline{I}_1 + \mathrm{j} (X_{1\sigma} + X_{2\sigma}') \underline{I}_1 - \underline{U}_2'; \quad \underline{I}_1 = -\underline{I}_2' \qquad (1.30)$$

Dacă se notează

$$R_k = R_1 + R_2'; \quad X_k = X_{1\sigma} + X_{2\sigma}' \qquad (1.31)$$

rezistența echivalentă, respectiv, reactanța echivalentă, atunci ecuațiile (1.30) devin:

$$\underline{U}_1 = (R_k + \mathrm{j}\, X_k) \underline{I}_1 - \underline{U}_2' = \underline{Z}_k \underline{I}_1 - \underline{U}_2'; \quad \underline{I}_1 = -\underline{I}_2', \qquad (1.32)$$

unde $\underline{Z}_k = R_k + \mathrm{j}\, X_k$ este impedanța echivalentă a transformatorului.

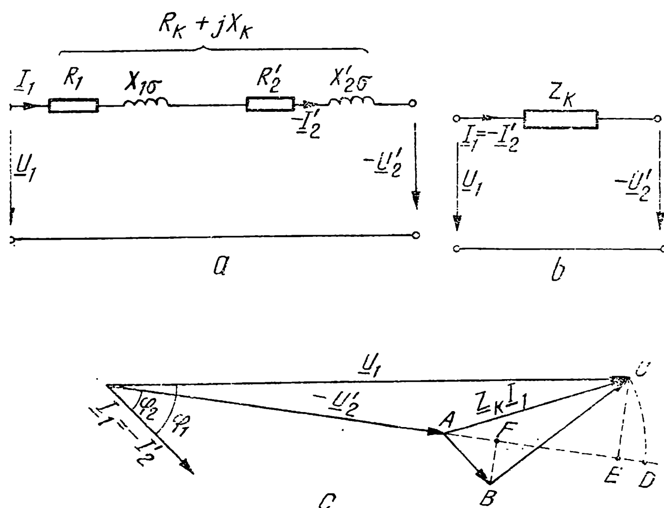


Fig. 1.15. Schema echivalentă simplificată a transformatorului (*a*); aceeași schemă desenată simplificat (*b*); diagrama fazorială simplificată a transformatorului monofazat (*c*); triunghiul de scurtcircuit (*d*).

Deoarece parametrii R_k, X_k și Z_k pot fi obținuți pe cale experimentală din încercarea în scurtcircuit, poartă respectiv denumirile de *rezistență de scurtcircuit*, *reactanță de scurtcircuit* și *impedanță de scurtcircuit* a transformatorului.

Diagrama de fazori corespunzătoare ecuațiilor (1.32) este redată în figura 1.15, *c*.

În această diagramă se ia ca origine de fază tensiunea de la bornele circuitului secundar $-\underline{U}'_2$; curentul $\underline{I}_1 = -\underline{I}'_2$ este defazat cu unghiul φ_2 care este determinat de natura sarcinii.

Prin urmare $\cos\varphi_2$ este factorul de putere al sarcinii, iar $\cos\varphi_1$ este factorul de putere al transformatorului în raport cu rețeaua de alimentare.

Fazorul $R_k \underline{I}_1$ este paralel cu fazorul $\underline{I}_1$ iar fazorul $jX_k \underline{I}_1$ este perpendicular pe fazorul $\underline{I}_1$. Triunghiul ABC se numește triunghi de scurtcircuit, iar ipotenuza AC tensiunea de scurtcircuit a transformatorului și se notează cu U_k (fig. 1.15, *d*).

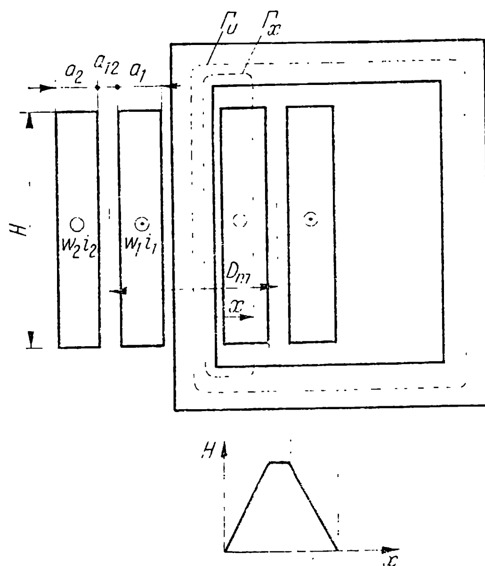


Fig. 1.16. Schița unui transformator monofazat cu înfășurări cilindrice concentrice.

1.4.5. CALCULUL REACTANȚEI ECHIVALENTE X_k

Se consideră cazul uzual al unui transformator monofazat cu înfășurările cilindrice (fig. 1.16). Liniile de cîmp magnetic din fereastra transformatorului se aproximează prin segmente de dreaptă paralele. Tensiunea magnetică din miezul feromagnetic se consideră nulă. În această ipoteză solenațiile primară și secundară sînt egale

$(w_1 i_1 = w_2 i_2)$ cu sensurile curenților adoptate ca în figura 1.16. Reactanța $X_k = \omega L_k = 2\pi f L_k$ se determină la o frecvență f dată a tensiunii de alimentare, după ce se calculează inductivitatea L_k ca raportul dintre fluxul de scăpări total și curentul prin înfășurarea la care se raportează.

Cîmpurile magnetice de dispersie H_{1x}, H_{12} și H_{2x}, la distanța x de coloană, în regiunea înfășurării *1*, respectiv în canalul dintre înfășurări și în regiunea înfășurării *2*, se determină aplicînd legea circuitului magnetic pe conturul punctat Γ_x, și rezultă:

$$H_{1x} \cdot l_x = \frac{w_1 i_1}{a_1} \cdot x, \qquad \text{pentru } x \in [0,\ a_1]$$

$$H_{12}\ l_x = w_1 i_1, \qquad \text{pentru } x \in [a_1, a_1 + a_{12}]$$

$$H_{2x}\ l_x = w_1 i_1 - \frac{w_2 i_2}{a_2}[x - (a_1 + a_{12})], \quad \text{pentru } x \in [a_1 + a_{12}, a_1 + a_{12} + a_2]$$

unde cu l_x s-a notat lungimea liniei de cîmp în aer, la distanța x. În calcul se consideră lungimea l_m dată de expresia $l_m = H/k_R$, în care k_R este denumit factorul lui Rogowski, avînd expresia aproximativă $k_R \cong 1 - (a_1 + a_2 + a_{12})/(\pi H)$. Acest factor ține seama de lungimea reală a liniilor de cîmp magnetic de dispersie.

Considerînd originea sistemului de coordonate, în punctele $x = 0$, $x' = x - a_1$ și $x'' = x - a_1 - a_{12}$ din cele trei relații scrise anterior, se determină expresiile cîmpurilor H_{1x}, H_{12}, H_{2x}:

$$H_{1x} = \frac{w_1 i_1}{a_1} \cdot \frac{x}{l_m}, \quad \text{pentru } x \in [0, a_1]$$

$$H_{12} = \frac{w_1 i_1}{l_m}, \quad \text{pentru } x' \in [0, a_{12}]$$

$$H_{2x} = \frac{w_2 i_2}{a_2} \cdot \frac{x''}{l_m}, \quad \text{pentru } x'' \in [0, a_2]$$

Aceste expresii s-au reprezentat grafic în figura 1.16 jos.

Fluxul magnetic total de dispersie al transformatorului are expresia:

$$\Phi_k = \int_0^{a_1} \mu_0 H_{1x} \cdot \frac{w_1}{a_1} \cdot x\, dA + \int_0^{a_{12}} \mu_0 H_{12} w_1\, dA + \int_0^{a_2} \mu_0 H_{2x} \cdot \frac{w_2}{a_2} x''\, dA$$

Se consideră elementul de arie dA avînd lățimea dx și lungimea constantă πD_m. Înlocuind expresiile cîmpurilor magnetice în expresia fluxului Φ_k și ținînd seama de faptul că $w_1 i_1 = w_2 i_2$, fluxul magnetic Φ_k devine:

$$\Phi_k = \int_0^{a_1} \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{a_1^2 l_m} x^2 \cdot \pi D_m\, dx + \int_0^{a_{12}} \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{l_m} \pi D_m\, dx' +$$

$$+ \int_0^{a_2} \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{a_2^2 l_m} x''^2\, \pi D_m\, dx''.$$

Prin integrare rezultă:

$\Phi_k = \mu_0 \frac{w_1^2 i_1}{l_m} \pi D_m \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right)$. Inductivitatea echivalentă L_k a înfășurărilor, raportată la înfășurarea 1, ținînd seama de expresia lungimii l_m, devine

$$L_k = \frac{\Phi_k}{i_1} = \mu_0 w_1^2 \frac{\pi D_m}{H} \cdot k_R \left(a_{12} + \frac{a_1 + a_2}{3}\right). \quad (1.33)$$

1.4.6. CARACTERISTICILE TRANSFORMATORULUI

1.4.6.1. CARACTERISTICA EXTERNĂ A TRANSFORMATORULUI

O caracteristică importantă de funcționare a transformatorului este caracteristica externă care se definește astfel:

$$U_2 = f(I_2) \mid U_1 = U_{1n};\ \cos\varphi_2 = \text{const.}$$

Această caracteristică indică variația tensiunii la bornele secundare atunci cînd curentul de sarcină I_2 variază. În multe cazuri este necesar ca tensiunea la bornele secundare să se mențină constantă independent de valoarea curentului I_2 sau să varieze în limite cît mai restrînse pentru ca receptoarele conectate să funcționeze la tensiunea pentru care au fost construite.

De obicei se preferă a se studia în locul caracteristicii externe variația tensiunii la bornele înfășurării secundare exprimată în fracțiuni din tensiunea corespunzătoare mersului în gol U_{20}:

$$\frac{\Delta U_2}{U_{20}} = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}}. \quad (1.34)$$

Dacă raportăm mărimile secundare la primar și dacă se ține seama că la mersul în gol există relația: $U'_{20} = E'_2 = E_1 \simeq U_{1n}$, atunci avem:

$$\Delta U = \frac{\Delta U'_2}{U_{1n}} = \frac{U_{1n} - U'_2}{U_{1n}}. \quad (1.35)$$

Pentru calculul diferenței algebrice $U_{1n} - U'_2$ se va folosi figura 1.15, *c*. Această diferență este pusă în evidență pe diagrama simplificată prin segmentul AD. Cum unghiul dintre fazorii $\underline{U}_{1n}$ și $\underline{U}'_2$ este foarte mic, se va proiecta fazorul $\underline{U}_{1n}$ pe direcția fazorului $\underline{U}'_2$ și cu o eroare mică se va considera:

$$U_{1n} - U'_2 \simeq AE = AF + FE = R_k I_1 \cos\varphi_2 + X_k I_1 \sin\varphi_2 \quad (1.36)$$

deci

$$\frac{\Delta U'_2}{U_{1n}} = \frac{R_k I_1}{U_{1n}} \cos\varphi_2 + \frac{X_k I_1}{U_{1n}} \sin\varphi_2 \quad (1.37)$$

Dacă notăm $u_{ka} = R_k I_{1n}/U_{1n}$ — căderea de tensiune ohmică relativă, la sarcina nominală și $u_{kr} = X_k I_{1n}/U_{1n}$ — căderea de tensiune inductivă relativă, la sarcină nominală și în plus notăm gradul de încărcare al transformatorului prin $i_2 = \beta = I_1/I_{1n} = I'_2/I'_{2n} = I_2/I_{2n}$ rezultă:

$$\frac{\Delta U'_2}{U_{1n}} \simeq \beta\,(u_{ka}\cos\varphi_2 + u_{kr}\sin\varphi_2). \quad (1.38)$$

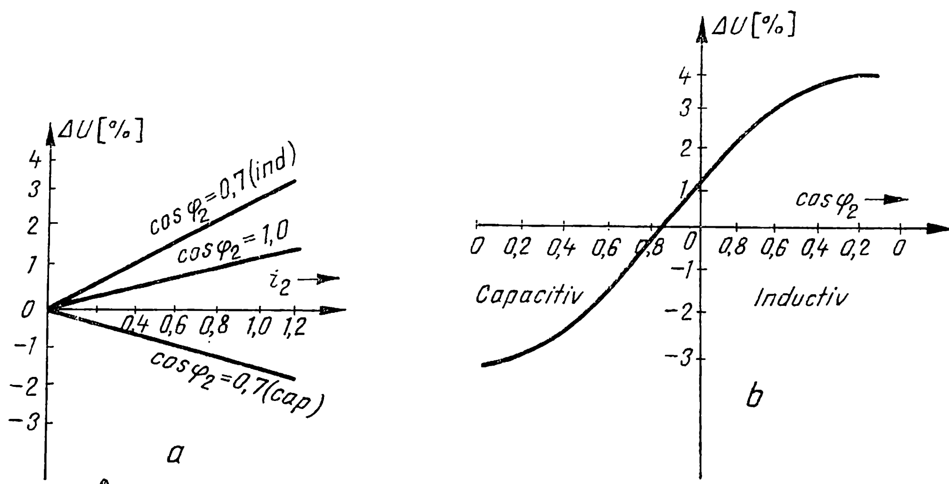


Fig. 1.17. Caracteristicile căderilor de tensiune la transformator: în funcție de curentul i_2 (*a*); în funcție de factorul de putere cos φ_2 (*b*).

Variația de tensiune $\frac{\Delta U_2'}{U_{1n}}$ poate fi pozitivă sau negativă după natura sarcinii; u_{ka} și u_{kr} reprezintă cîteva sutimi astfel încît chiar la plină sarcină variația de tensiune nu depășește cîteva procente, $(u_{ka} \ll u_{kr})$.

În figura 1.17, *a* sînt reprezentate curbele $\frac{\Delta U_2'}{U_{1n}} = f(\beta)$ pentru $\cos \varphi_2 = 0{,}7$ inductiv, $\cos \varphi_2 = 1$ și $\cos \varphi_2 = 0{,}7$ capacitiv, iar în figura 1.17, *b* este reprezentată curba $\frac{\Delta U_2'}{U_{1n}} = f(\cos \varphi_2)$ la $\beta =$ const. Se remarcă că pentru sarcini capacitive variația tensiunii U_2 este negativă, adică tensiunea U_2 crește odată cu creșterea curentului I_2. Pe baza curbelor din figura 1.17, *a* se pot trasa caracteristicile externe ale transformatorului; în figura 1.18 sînt redate aceste caracteristici.

Pentru a face față variațiilor de tensiune U_2 se construiesc transformatoare avînd înfășurarea de înaltă tensiune cu un număr de spire reglabil în trepte. La transformatoarele de mică putere variația tensiunii U_2 este mai mare și constructorul trebuie să țină seama de acest lucru.

În practică, reglarea tensiunii se face prin comutarea unor prize prevăzute pe una din înfășurările transformatorului, de obicei pe înfășurarea de înaltă tensiune. Comutarea prizelor de reglaj se poate face cu transformatorul scos de sub tensiune (reglaj fără tensiune) sau cu transformatorul sub tensiune (reglaj sub sarcină).

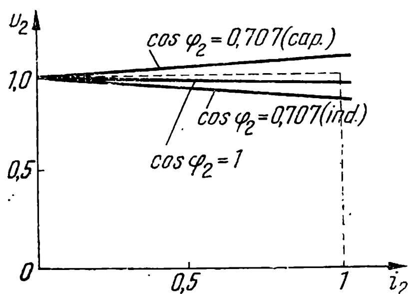


Fig. 1.18. Caracteristicile externe ale transformatorului.

Toate transformatoarele de distribuție pînă la 1 600 kVA sînt prevăzute cu reglaj fără tensiune de $\pm 5\%$ realizat prin trei prize scoase la înfășurarea de înaltă tensiune, priza mediană corespun-

zînd tensiunii nominale. La puteri mari se prevăd cinci prize de reglaj fără tensiune, care permit obținerea tensiunii nominale și a treptelor de $\pm$ 2,5% și $\pm$ 5%.

Pentru reglarea tensiunii sub sarcină se prevăd dispozitive speciale, care comută prizele în funcționare fără a întrerupe circuitul primar sau secundar și limitează totodată curenții din circuitele de comutație. Reglajul sub sarcină se prevede numai la transformatoare de mare putere, de obicei de interconexiune sau de transport, care pot avea un domeniu de reglare de pînă la $\pm$16% în $\pm$9 trepte, de cîte 1,78% (sau chiar mai multe trepte).

1.4.6.2. CARACTERISTICA RANDAMENTULUI

O mărime importantă în aprecierea performanțelor unui transformator este randamentul. Prin definiție, *randamentul* η *al transformatorului* este raportul între puterea activă $P_2 = U_2 I_2 \cos \varphi_2$ transmisă receptorului pe la bornele înfășurării secundare și puterea activă $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi_1$ luată de la rețeaua de alimentare de transformator:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1}. \tag{1.39}$$

Conform bilanțului de puteri al transformatorului se poate scrie: $P_1 = P_2 + P_{Fe} + P_J$, unde $P_{Fe} = P_H + P_T$; $P_J = R_1 I_1^2 + R_2 I_2^2$, deci

$$\eta = \frac{U_2 I_2 \cos \varphi_2}{U_2 I_2 \cos \varphi_2 + P_{Fe} + P_J}. \tag{1.40}$$

Expresia (1.40) poate lua o nouă formă făcînd unele simplificări. Astfel se va presupune $U_2 \approx U_{20}$, adică se neglijează variația tensiunii secundare de la gol la sarcină care este de cîteva procente. Această neglijare afectează mai puțin valoarea randamentului deoarece U_2 influențează atît numitorul cît și numărătorul fracției (1.40). Rezultă: $P_2 = U_{20} I_{2n} \cos \varphi_2 = S_n \beta \cos \varphi_2$ deoarece $S_n = U_{20} I_{2n} \cong U_{1n} I_{1n}$ este puterea aparentă nominală a transformatorului. Dacă în regimul nominal de funcționare pierderile Joule în înfășurări sînt $P_{Jn} = (R_1 + R_2') I_{1n}^2$, atunci într-un regim oarecare caracterizat prin gradul β de încărcare se obține:

$$P_J = \beta^2 P_{Jn}.$$

De precizat că la o tensiune dată U_1 pierderile în fier P_{Fe} sînt practic aceleași oricare ar fi coeficientul β.

Deci expresia (1.40) devine:

$$\eta = \frac{S_n \beta \cos \varphi_2}{S_n \beta \cos \varphi_2 + P_{Fe} + \beta^2 P_{Jn}} \tag{1.41}$$

Rezultă că randamentul depinde de gradul de încărcare β și de factorul de putere al sarcinii pentru un transformator dat, la o tensiune U_1 dată. Valoarea maximă η_m a randamentului la factor de putere dat al sarcinii conectate la bornele înfășurării secundare are loc la un anumit grad de încărcare β_m determinat de condiția $\frac{d\eta}{d\beta} = 0$, care conduce la ecuația $P_{Fe} = \beta_m^2 P_{Jn}$, adică randamentul atinge valoarea maximă pentru acel grad de încărcare pentru care pierderile în fier sînt egale cu pierderile în înfășurările transformatorului.

Statistic s-a constatat că cele mai multe transformatoare funcționează la un grad de încărcare $\beta = 0,5 \div 0,75$; din această cauză se ia $\beta_m = 0,5 \div 0,75$ și rezultă $P_{Fe} = (0,25 \div 0,5) P_{jn}$. Curba $\eta = f(\beta)$ pentru $\cos \varphi_2 =$ const. este reprezentată în figura 1.19. În general randamentul transformatorului electric este mai ridicat decît al mașinilor rotative deoarece nu intervin pierderile mecanice. Într-o plajă largă de variație a gradului de încărcare (sarcinii relative) β, randamentul își menține valoarea ridicată. La transformatoarele de putere mică randamentul este relativ mic, poate fi chiar sub 0,7.

La transformatoarele de putere de ordinul zecilor sau sutelor de kVA randamentul este de 0,95—0,97, iar la transformatoarele de putere de ordinul sutelor de MVA poate depăși 0,99.

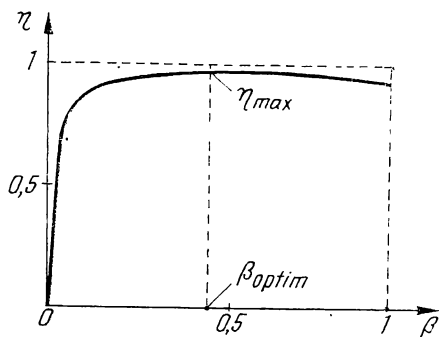


Fig. 1.19. Caracteristica randamentului transformatorului.

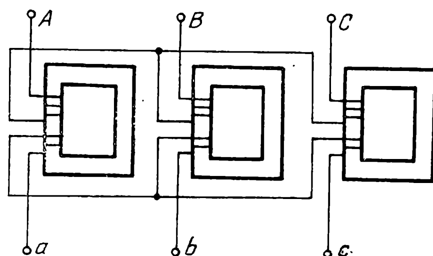


Fig. 1.20. Trei transformatoare identice pentru rețelele trifazate.

1.5. TRANSFORMATORUL TRIFAZAT. PARTICULARITĂȚI CONSTRUCTIVE ȘI TEORETICE

Pentru transformatoarele utilizate în rețelele trifazate de curent alternativ se întîlnesc de obicei două variante constructive. În prima se folosesc trei transformatoare monofazate, separate, ale căror înfășurări primare să fie conectate în stea sau în triunghi și ale căror înfășurări secundare să fie de asemenea conectate în stea sau în triunghi (fig. 1.20).

Această variantă constructivă se utilizează la puteri foarte mari, pentru că este mai simplă transportarea de la fabrica constructoare la locul de utilizare a trei unități distincte de transformatoare decît a unei singure unități compacte.

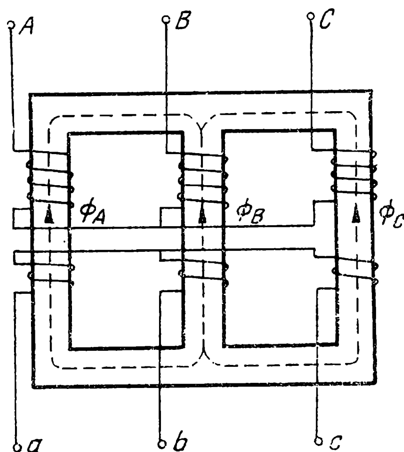


Fig. 1.21. Transformator trifazat nesimetric cu trei coloane.

Dezavantajul unei asemenea soluții constă în volumul global mărit, în consumul mărit de fier.

A doua variantă o constituie transformatoarele trifazate cu trei coloane și două juguri (fig. 1.21). Aceasta poate fi lămurită cu ajutorul figurii 1.22.

Dacă trei transformatoare monofazate se plasează unul față de altul așa cum este indicat în figura 1.22,*a* atunci cele trei coloane se pot reuni

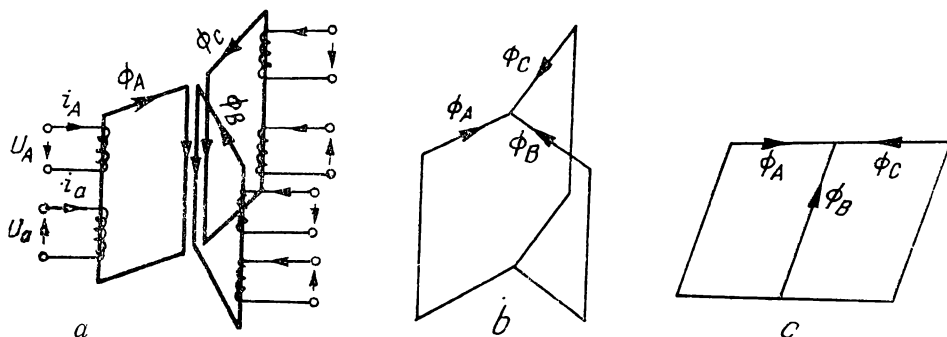


Fig. 1.22. Formarea miezului trifazat cu trei coloane din trei miezuri monofazate.

în una singură. Dar în sistemul trifazat simetric tensiunile satisfac relația $u_A + u_B + u_C = 0$ de unde rezultă că suma fluxurilor magnetice utile ale celor trei faze este nulă $\varphi_A + \varphi_B + \varphi_C = 0$.

De aceea în coloana comună fluxul magnetic va fi întotdeauna nul și necesitatea unei asemenea coloane nu mai are justificare. În felul acesta se ajunge la construcția compactă din figura 1.22, *b*, cu trei coloane și șase juguri, axele coloanelor fiind plasate în plane decalate la 120°. Dacă se elimină jugurile miezului feromagnetic al fazei *B* atunci obținem o construcție mai simplă și mai economică cu cele trei coloane în același plan, așa cum se arată în figura 1.22, *c*.

Acest tip constructiv are o mare răspîndire practică, însă conduce la o anumită nesimetrie magnetică care uneori are consecințe negative în exploatarea transformatorului. În practică, nesimetria magnetică se reduce mărind cu 5÷15% secțiunea jugurilor în raport cu secțiunea coloanelor.

1.5.1. ECHIVALENȚA DINTRE O FAZĂ ȘI UN TRANSFORMATOR MONOFAZAT

Transformatorul trifazat cu miez magnetic compact prezintă o serie de particularități constructive și funcționale care trebuie avute în vedere la aplicarea teoriei transformatorului monofazat în studiul unei faze a unui transformator trifazat.

Se demonstrează valabilitatea teoriei transformatorului monofazat în cazul celui trifazat cu miez compact (figura 1.22, *a*). Dacă pentru o fază oarecare a transformatorului trifazat cu miez magnetic compact se admit sensuri pozitive pentru curenți astfel ca fluxurile magnetice să aibă sensurile indicate în figura 1.22, atunci se poate scrie de exemplu pentru fazele *AX* și *ax* următoarele ecuații:

$$u_A = R_A i_A + L_{AA}\frac{di_A}{dt} - L_{BA}\frac{di_B}{dt} - L_{CA}\frac{di_C}{dt} + L_{aA}\frac{di_a}{dt} - L_{bA}\frac{di_b}{dt} - L_{cA}\frac{di_c}{dt}$$

$$-u_a = R_a i_a + L_{aa}\frac{di_a}{dt} - L_{ba}\frac{di_b}{dt} - L_{ca}\frac{di_c}{dt} + L_{Aa}\frac{di_A}{dt} - L_{Ba}\frac{di_B}{dt} - L_{Ca}\frac{di_C}{dt}. \qquad (1.42)$$

Dacă se neglijează nesimetria magnetică se poate scrie:

$$L_{BA} = L_{CA}; \quad L_{bA} = L_{cA}; \quad L_{ba} = L_{ca}; \quad L_{Ba} = L_{Ca};$$

se mai presupune că sistemele de curenți îndeplinesc condițiile:

$$i_A + i_B + i_C = 0; \quad i_a + i_b + i_c = 0.$$

Rezultă:

$$\begin{aligned} u_A &= R_A\, i_A + (L_{Aa} + L_{BA}) \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + (L_{aA} + L_{bA}) \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} \\ -u_a &= R_a\, i_a + (L_{aa} + L_{ba}) \cdot \frac{\mathrm{d}i_a}{\mathrm{d}t} + (L_{Aa} + L_{Ba}) \cdot \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t}. \end{aligned} \tag{1.43}$$

În această formă ecuațiile de funcționare ale unei faze a transformatorului cu miez magnetic compact sînt identice cu ecuațiile unui transformator monofazat (teoria fizică) cu singura deosebire că în locul inductivităților proprii L_{11} și L_{12} intervin inductivitățile:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{AA} = L_{AA} + L_{BA}; \quad \mathcal{L}_{aa} = L_{aa} + L_{ba}; \quad \mathcal{L}_{Aa} = L_{Aa} + L_{Ba} = \\ = L_{aA} + L_{aB} = \mathcal{L}_{aA}. \end{aligned} \tag{1.44}$$

Se remarcă ușor că în ecuațiile (1.43) nu intervin curenții celorlalte faze în schimb interacțiunea cu celelalte faze se face prezentă prin modificarea inductivităților proprii și mutuale ale celor două înfășurări — primară și secundară.

Aceste inductivități derivate, definite de relațiile (1.44) se numesc *inductivități ciclice*. Inductivitatea ciclică $\mathcal{L}_{AA}$ se referă la fluxul magnetic produs de toate cele trei înfășurări primare de fază printr-una dintre înfășurările primare. Similar inductivitatea ciclică mutuală $\mathcal{L}_{aA}$ înglobează acțiunea mutuală asupra unei înfășurări primare a tuturor curenților din înfășurările secundare. Avantajul introducerii inductivităților ciclice la transformatoarele trifazate constă în posibilitatea reducerii studiului la numai una dintre faze, în condiții de simetrie magnetică și electrică. Inductivitatea ciclică proprie se poate calcula ușor dacă se neglijează cîmpul magnetic de scăpări, astfel din schema magnetică echivalentă reprezentată în figura 1.23 în care s-a notat cu $\mathcal{R}$ reluctanța unei coloane se obține:

$$L_{AA} = \frac{\Phi_{AA}}{i_A} = \frac{w_1^2}{\frac{3}{2}\mathcal{R}} = \frac{2}{3}\frac{w_1^2}{\mathcal{R}}; \quad L_{BA} = \frac{1}{2} L_{AA}.$$

Rezultă:

$$\mathcal{L}_{AA} = \frac{3}{2} L_{AA} = \frac{w_1^2}{\mathcal{R}}. \tag{1.45}$$

Similar se pot calcula și celelalte inductivități ciclice. Deci un transformator monofazat cu același număr de spire w_1, w_2 pentru înfășurarea primară respectiv secundară și cu o reluctanță a miezului magnetic egală cu reluctanța porțiunii din miezul magnetic trifazat compact care revine unei faze are exact aceeași comportare ca și o fază oarecare a transformatorului trifazat.

Rezultă că teoria transformatorului monofazat se aplică și transforma-

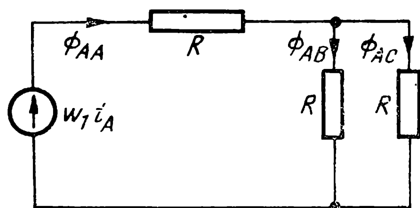


Fig. 1.23. Schema magnetică echivalentă.

torului trifazat în condiții de simetrie constructivă și funcțională. Transformatorul trifazat se comportă în aceste condiții ca și cum fiecare fază ar funcționa independent.

În cazul unui transformator cu circuit magnetic ca în figura 1.22, *c*, echivalența dintre un transformator monofazat și o fază a unuia trifazat, devine aproximativă. Aproximația se referă de fapt la curenții de mers în gol ai diferitelor faze. Construcția din figura 1.22, *c* este cel mai des întîlni ă.

1.5.2. CONEXIUNILE TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

Bornele scoase pe capacul cuvei transformatorului se notează așa cum este indicat în figura 1.24, *a* pentru trasformatorul monofazat și în figura 1.24, *b* pentru cel trifazat.

Pentru construcția diagramelor de fazori și precizarea schemei de conexiuni, convenim să notăm începuturile înfășurărilor de înaltă tensiune ale diferitelor faze cu litere majuscule *A*, *B*, *C*, iar sfîrșiturile în aceeași ordine, cu *X*, *Y*, *Z*. Pentru înfășurările omoloage de joasă tensiune se folosesc literele mici corespunzătoare: *a*, *b*, *c* pentru începuturi, *x*, *y*, *z* pentru sfîrșituri.

În cazul transformatoarelor cu trei înfășurări, extremitățile fazelor înfășurării de medie tensiune se notează cu A_m, B_m, C_m, respectiv X_m, Y_m, Z_m. Bornele de același nume sînt dispuse pe capac față în față. Literele *N*, N_m și *n* sînt destinate marcării bornei neutre (de nul) la conexiunea stea sau zigzag.

Cunoscînd notația bornelor și a extremităților înfășurărilor se pot conecta corect înfășurările transformatorului în diferite moduri: stea, triunghi, zigzag. Acest lucru are o importanță deosebită pentru conectarea în paralel a transformatoarelor. Schemele și diagramele fazoriale ale tensiunilor obținute cu diferite conexiuni ale înfășurărilor transformatoarelor trifazate sînt indicate în figura 1.25.

Legătura în zigzag constituie o variantă a conexiunii în stea în care înfășurarea de pe fiecare fază se împarte în două jumătăți care se așază pe două coloane diferite și se leagă în serie în sens invers. Ansamblul celor trei înfășurări se grupează în stea. Se observă că această conexiune, la un număr total de spire dat al înfășurării, realizează o tensiune de numai $\sqrt{3}/2 = 0,866$ din cea obținută la conexiunea stea, ceea ce duce la o utilizare mai slabă a materialului. Conexiunea zigzag se utilizează numai pentru înfășurările de joasă tensiune, la transformatoarele de distribuție, de putere mică (pînă la 100 kVA), cu fir neutru și sarcini dezechilibrate (în special pentru iluminat).

Diferitele moduri de legare a înfășurărilor sînt simbolizate convențional prin *Y* și *y* pentru conexiunea stea, *D* și *d* pentru conexiunea triunghi, *z*

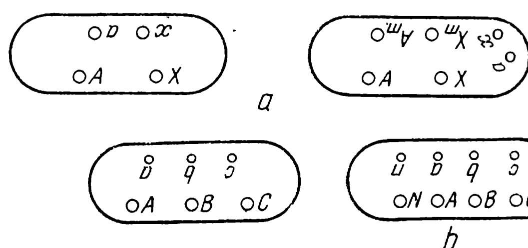


Fig. 1.24. Notarea bornelor transformatoarelor electrice: *a* — monofazat; *b* — trifazat.

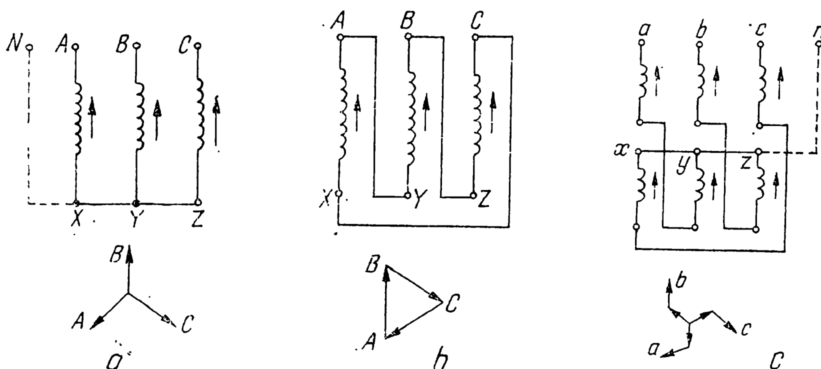


Fig. 1.25. Scheme de conexiuni ale transformatoarelor trifazate:
a — conexiunea stea; *b* — conexiunea triunghi; *c* — conexiunea zigzag.

pentru conexiunea zigzag. Literele mari se folosesc pentru înfășurarea de înaltă tensiune, iar cele mici pentru cea de joasă tensiune. Cînd una dintre înfășurări are neutrul scos (accesibil) la borna de nul, la simbolul respectiv se adaugă indicele zero (Y_0, y_0, z_0).

Grupa de conexiune caracterizează, în funcție de marcarea bornelor și sensul de înfășurare, defazajul relativ (în unități convenționale egale cu 30° electrice) dintre tensiunile de linie măsurate în gol la bornele omoloage ale celor două înfășurări. Schemele de conexiune *Y*, *D*, *Z* se încadrează în 12 grupe de conexiune, defazajul dintre tensiunile măsurate la bornele omoloage variază din 30° în 30° în gama 0—330° electrice. Pentru desemnarea grupei de conexiune se folosesc numere întregi de la 1 la 12 care reprezintă în același timp defazajul relativ dintre tensiunile bornelor omoloage.

De exemplu în cazul grupei de conexiuni a unui transformator monofazat (fig. 1.26, *a*) tensiunile de linie U_{AX} și U_{ax} pot fi în fază, formînd grupa zero, sau în opoziție de fază, formînd grupa 6. În ultimul caz s-a schimbat sensul de parcurgere al înfășurării de joasă tensiune; același rezultat se obține și prin schimbarea sensului de înfășurare al unei înfășurări.

În cazul transformatoarelor trifazate se pot obține mai multe grupe de conexiuni. Se consideră conexiunea *Yy*, la care înfășurările de înaltă tensiune și cele de joasă tensiune au același sens de înfășurare, iar conexiunea stea este realizată fie la începutul înfășurărilor, fie la sfîrșitul lor. În figura 1.26, *b* se prezintă modul de obținere a grupelor de conexiuni 0, 4 și 8 prin schimbarea bornelor înfășurării secundare, respectiv modul de obținere a grupelor 6, 10 și 2 prin schimbarea sensului de înfășurare al înfășurării secundare.

Pentru grupele de conexiuni *Dy* (sau *Yd*) asemănător cu procedeul descris mai sus, în figura 1.26, *c* se prezintă grupele de conexiuni 11, 3, 7, 1,5 și 9.

Deci se pot realiza grupe de conexiuni cu defazajul tensiunilor de linie 1.30°, 2.30°, ... 12.30°. Ordinul grupei este dat de multiplul unghiului de 30° pentru a obține unghiul de defazaj. Grupele de conexiuni *Yy*, *Dd* și *Dz* sînt grupe pare, iar grupele de conexiuni *Yd*, *Dy* și *Yz* sînt impare.

Dintre toate combinațiile posibile, standardele prevăd utilizarea a numai șapte grupe de conexiuni, specificate în tabela 1.1, aparținînd grupelor 0, 11 și 5 (STAS 1703-67).

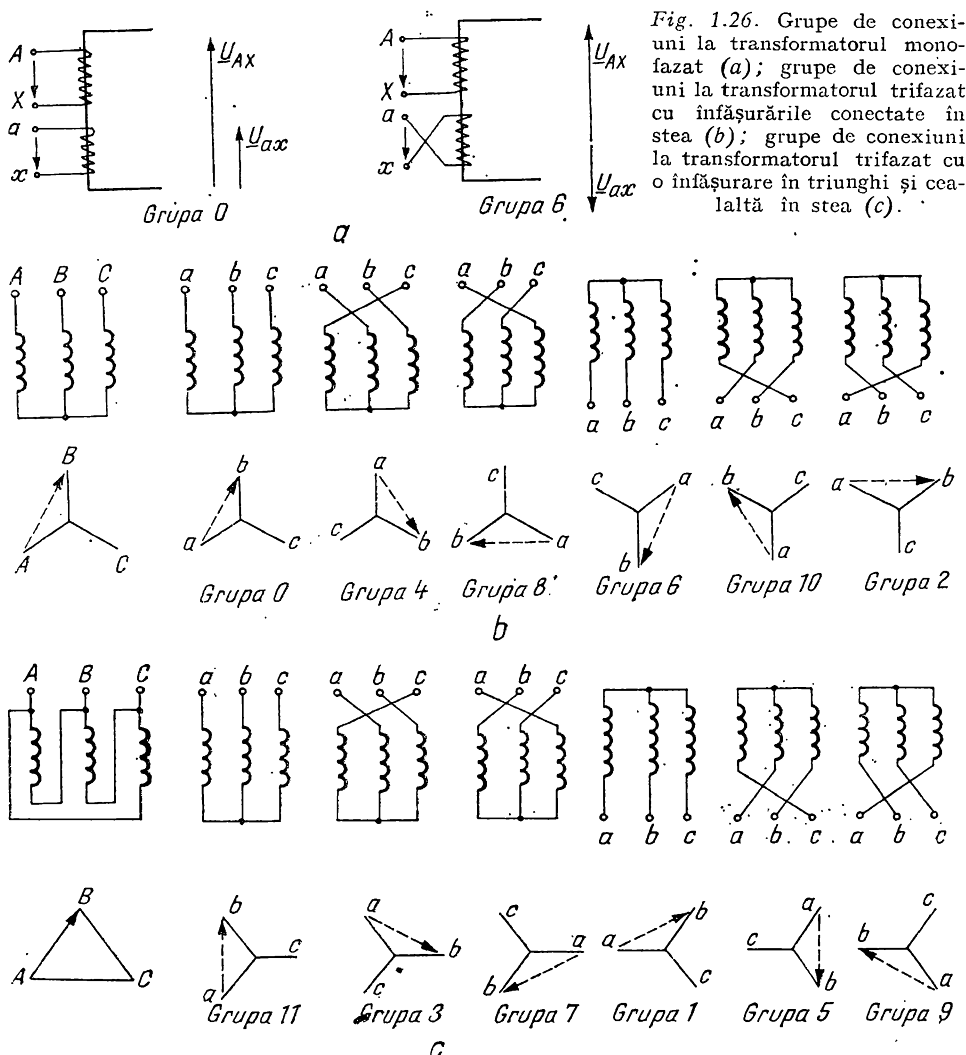


Fig. 1.26. Grupe de conexiuni la transformatorul monofazat *(a)*; grupe de conexiuni la transformatorul trifazat cu înfășurările conectate în stea *(b)*; grupe de conexiuni la transformatorul trifazat cu o înfășurare în triunghi și cealaltă în stea *(c)*.

1.6. ÎNCERCĂRILE TRANSFORMATORULUI

După construirea unui transformator, înainte ca acesta să intre în exploatare, sînt necesare încercări prin care să se verifice calitățile lui și coincidența caracteristicilor reale cu cele calculate. Transformatoarele trebuie verificate în mod periodic și în exploatare, în scopuri preventive, precum și după reparații capitale. Încercările la care se supun transformatoarele sînt prescrise în STAS 3035-65. În cele ce urmează se vor arăta principalele încercări la care se supun transformatoarele trifazate de putere. Standardul prevede că atunci cînd nu se face o mențiune specială, aparatele de măsură utilizate vor fi de clasa de precizie 0,5 sau mai bună, cu excepția wattmetrului care se admite să fie chiar de clasa 1. Încercările trebuie efectuate la alimentare cu tensiune sinusoidală. În continuare se vor analiza cîteva din încercările transformatoarelor.

TABELUL 1.1. **Grupele de conexiuni ale transformatoarelor trifazate**

	Denumirea conexiunii	Diagrama tensiunilor: înaltă tensiune	Diagrama tensiunilor: joasă tensiune	Conexiunea
Grupa 0 sau grupa 12	Dd-12			
	Yy-12			
	Dz-12			
Grupa 5	Dy-5			
	Yd-5			
	Yz-5			
Grupa 6	Dd-6			
	Yy-6			
	Dz-6			
Grupa 11	Dy-11			
	Yd-11			
	Yz-11			

1.6.1. VERIFICAREA RAPORTULUI DE TRANSFORMARE

Raportul de transformare trebuie determinat cu mare exactitate, în special pentru transformatoarele care urmează să funcţioneze în paralel cu alte transformatoare (de construcţie similară sau diferită). Verificarea raportului de transformare se face de obicei la tensiune redusă (sub 0,8 U_n), pentru evitarea utilizării transformatoarelor de tensiune care introduc erori suplimentare şi pentru a micşora căderea de tensiune datorită curentului magnetizant. Măsurarea raportului de transformare trebuie făcută cu mare precizie întrucît abaterea maximă admisibilă pentru valoarea raportului este mică $\pm$ 0,5%. Măsurarea se face prin metoda celor două voltmetre sau prin metoda punţii; se măsoară raportul pentru fiecare priză a comutatoarelor de reglaj al tensiunii.

Ultima metodă permite determinarea cu mare exactitate a raportului de transformare şi se face conform instrucţiunilor de măsurare cu puntea respectivă.

În cadrul metodei celor două voltmetre, se măsoară tensiunile primare şi secundare între borne omoloage la funcţionarea în gol cu tensiune redusă. Aparatele utilizate trebuie să fie de mare precizie (de obicei clasa 0,2) şi să aibă aceeaşi amortizare (pe cît posibil), tensiunea de alimentare să fie stabilă, iar citirile celor două aparate să se facă simultan, consumul voltmetrului din secundar să nu conducă la o cădere de tensiune mare.

1.6.2. VERIFICAREA GRUPEI DE CONEXIUNI

Verificarea grupei de conexiuni se poate face prin mai multe metode. Cele mai utilizate sînt: *metoda fazmetrului*, *metoda comparaţiei* şi *metoda analitică*. Cu metoda fazmetrului se măsoară direct defazajul dintre tensiunile de linie primare şi secundare între borne omoloage (fig. 1.27, *a*), utilizînd în acest scop un fazmetru (φ), alimentat în circuitul de curent de pe partea de joasă tensiune a transformatorului prin intermediul unui reostat R_h, iar pe

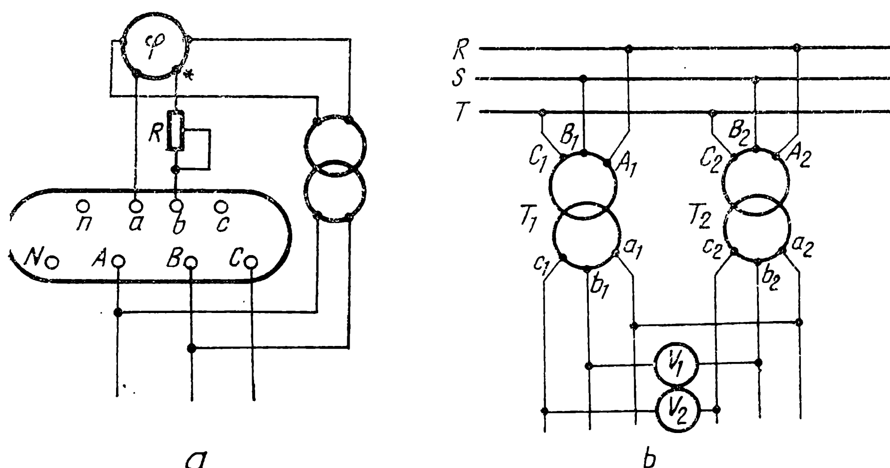


Fig. 1.27. Determinarea grupei de conexiune folosind fazmetrul (*a*); determinarea coincidenţei grupelor de conexiune a două transformatoare (*b*).

circuitul de tensiune de la tensiunea primară a transformatorului, utilizînd eventual un transformator de măsură (reductor de tensiune). Încercarea se efectuează cu tensiune redusă.

Metoda comparației se utilizează cînd se dispune de un transformator auxiliar avînd același raport de transformare și aceeași grupă de conexiuni cu transformatorul de încercat. Această împrejurare se întîlnește adesea în exploatare, cînd verificarea grupei de conexiuni se face în vederea legării în paralel a transformatoarelor. Alimentînd cele două transformatoare cu bornele primare omoloage legate în paralel (fig. 1.27, *b*) și făcînd în secundar o legătură între bornele omoloage ale celor două transformatoare, cu ajutorul unui voltmetru se poate constata — prin absența tensiunii între bornele omoloage rămase libere — coincidența grupelor de conexiuni ale celor două transformatoare.

Metoda analitică se folosește, încercînd transformatorul trifazat în gol, la o tensiune cel mult egală cu tensiunea nominală, înfășurările primară și secundară avînd două borne omoloage legate împreună (de exemplu bornele *A* și *a*). Se măsoară tensiunile U_{AB}, U_{ab} și tensiunile U_{Bb} și U_{Cc} observîndu-se că în mod normal $U_{Bb} = U_{Cc}$. Se calculează raportul $\gamma = U_{Bb}/U_{ab}$ în funcție de raportul de transformare $k = U_{AB}/U_{ab}$ și funcție de valoarea raportului γ se stabilește grupa de conexiune. Astfel pentru grupa 0, $\gamma = k - 1$, pentru grupa 6, $\gamma = k + 1$, pentru grupa 5, $\gamma = \sqrt{k^2 + 1 + k\sqrt{3}}$ și pentru grupa 11, $\gamma = \sqrt{k^2 + 1 - k\sqrt{3}}$.

Grupa de conexiune Yy_0 se utilizează la transformatoarele de puteri relativ mici, cu flux forțat, destinate să funcționeze în rețele electrice cu sarcină secundară, destul de echilibrată.

Grupa de conexiune Yz_0 se folosește la transformatoarele de distribuție de puteri mici pentru iluminatul electric; transformatoarele în această grupă de conexiuni permit o încărcare asimetrică între fază și nul pînă la curentul nominal.

Grupa de conexiune Dy_0 se utilizează la transformatoarele de distribuție din stațiile electrice, iar grupa Yd se utilizează la transformatoarele ridicătoare din stațiile electrice.

1.6.3. VERIFICAREA RIGIDITĂȚII DIELECTRICE A IZOLAȚIEI TRANSFORMATORULUI LA FRECVENȚĂ INDUSTRIALĂ

Această încercare se realizează cu ajutorul unei surse de tensiune mai ridicată decît tensiunea nominală a unei înfășurări.

La transformatoarele obișnuite, cu două înfășurări, se efectuează două încercări de rigiditate dielectrică a izolației principale și o încercare a izolației prin tensiune indusă. Primele două încercări comportă verificarea izolației înfășurărilor de înaltă tensiune (toate bornele legate în paralel și la neutru) față de joasa tensiune și masă (bornele de joasă tensiune legate la masă), respectiv verificarea izolației înfășurărilor de joasă tensiune față de înalta tensiune și masă (bornele de înaltă tensiune legate la masă). Tensiunea de încercare este prescrisă de STAS 1703-67. Această tensiune, sinusoidală, de cel puțin 25 Hz, se aplică progresiv începînd de la cel mult 50% din valoarea totală, astfel încît în aproximativ 10 s să se ajungă la valoarea prescrisă, care se menține timp de un minut. Dacă nu se înregistrează nici o străpungere a izolației înfășurării față de masă sau față de celelalte înfășu-

rări, izolația se consideră bună. Verificarea rigidității dielectrice a izolației prin tensiune indusă servește la a stabili dacă izolația dintre spire, între părți de înfășurare și între borne este suficientă.

Încercarea se efectuează cu o tensiune trifazată sau monofazată de frecvență mărită (pentru micșorarea inducției în miez).

Durata și valoarea tensiunii de încercare sînt prevăzute în STAS 1703-67. De obicei transformatorul se alimentează cu o tensiune de 1,3—2 ori mai mare decît tensiunea nominală, timp de 5 minute. Din relația $\omega\Phi_m w_1 = U\sqrt{2}$ rezultă că la o tensiune ridicată, frecvența trebuie să fie similar ridicată pentru ca $\Phi_m = \text{const}$.

1.6.4. ÎNCERCAREA DE MERS ÎN GOL

Schema de montaj pentru încercarea în gol a transformatorului este reprezentată în figura 1.28. În cazul în care valorile tensiunilor și curenților depășesc valorile nominale ale aparatelor de măsură, se utilizează transformatoare de măsură de tensiune respectiv de curent. Deoarece curentul de mers în gol este deformat, se utilizează aparate de măsură electrodinamice.

Se alimentează transformatorul fie pe partea de joasă tensiune fie pe partea de înaltă tensiune de la o sursă de curent alternativ de frecvență și tensiune nominală. Curba tensiunii la borne trebuie să aibă o formă practic sinusoidală (diferența dintre ordonatele curbei și ordonata fundamentalei în oricare moment să nu depășească 5% din valoarea maximă a amplitudinii fundamentalei). Se măsoară: puterea activă P_0; curentul de mers în gol I_{10}; tensiunea de alimentare $U_1 = U_{1n}$.

Curentul de mers în gol I_{10} are importanță pentru aprecierea calității construcției transformatorului, de obicei $I_{10} = (0{,}1 \ldots 0{,}01) . I_{1n}$. Dacă I_{10} depășește sensibil aceste valori rezultă că este necorespunzătoare construcția transformatorului.

La mersul în gol, curentul I_{10} fiind foarte mic, pierderile Joule sînt cu totul neînsemnate. Valorile relative mici ale curentului de mers în gol I_{10}/I_{1n} corespund transformatoarelor de putere mare. Puterea activă P_0 se măsoară cu ajutorul unor wattmetre construite pentru factor de putere redus ($\cos\varphi = 0{,}1$ sau $0{,}5$) pentru a le spori sensibilitatea. Din cele arătate mai sus rezulta că puterea activă P_0 reprezintă cu o bună aproximație pierderile în miezul magnetic al transformatorului. Pierderile în fier sînt aceleași la mersul în gol ca și la mersul în sarcină deoarece la tensiune de alimentare dată U_1, fluxul magnetic este practic același atît la gol cît și la mersul în sarcină. Prin urmare $P_{10} = P_{\text{Fe}}$.

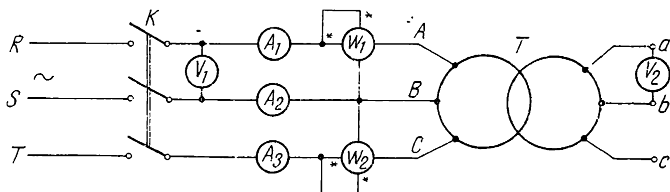


Fig. 1.28. Schemă de încercare la funcționarea în gol a transformatorului trifazat.

Pe baza măsurătorilor la mersul în gol se pot calcula: rezistența R_w, corespunzătoare pierderilor în fier, reactanța de magnetizare X_μ și factorul de putere $\cos \varphi_{10}$:

$$R_w \cong 3\, U_{1f}^2/P_0 \tag{1.45}$$

$$X_\mu \cong U_{1f}/(I_{1f} \sin \varphi_{10}) \tag{1.46}$$

$$\cos \varphi_{10} = P_0/(\sqrt{3}\, U_1 I_{10}) \tag{1.47}$$

Factorul de putere al transformatorului la mersul în gol are valori mici; $\cos\varphi_{10} = 0{,}05 \ldots 0{,}15$.

1.6.5. ÎNCERCAREA ÎN SCURTCIRCUIT

Schema de montaj pentru încercarea în scurtcircuit a unui transformator trifazat este reprezentată în figura 1.29, în care se utilizează obligatoriu regulatorul de tensiune RT. Prin intermediul regulatorului de tensiune se aplică transformatorului o tensiune mult mai mică decît tensiunea nominală U_{1n} (inițial tensiunea aplicată este bine să fie zero și apoi să fie crescută treptat). Tensiunea aplicată este variată pînă atinge valoarea U_{1kn} pentru care curentul din înfășurarea primară atinge valoarea nominală I_{1n}. Această tensiune U_{1kn} se numește *tensiune de scurtcircuit*. În general $U_{1kn} = (0{,}04 \ldots \ldots 0{,}15)\, U_{1n}$.

Cu ajutorul aparatelor din schema din figura 1.29 se măsoară puterea activă P_{1k}, tensiunea de alimentare U_{1k} și curenții din înfășurări I_{1k} și I_{2k}. În cazul în care transformatorul este prevăzut cu prize de reglaj, încercarea se face pe priza nominală. Dacă încercarea se efectuează la un curent diferit de curentul nominal al înfășurării, atunci se recalculează mărimile la curentul nominal

$$P_{1k} = (I_{1k}/I_1)^2\, P_1; \quad U_{1k} = (I_{1k}/I_1)\, U_1 \tag{1.48}$$

P_1 și U_1 fiind mărimile măsurate la curentul I_1. În regimul de scurtcircuit fluxul magnetic Φ este foarte mic deoarece tensiunea aplicată este mică, prin urmare curentul de magnetizare poate fi neglijat, adică $\underline{I}_1 = -\underline{I}_2'$, iar ecuația de tensiuni în acest caz devine ($\underline{U}_2 = 0$):

$$\underline{U}_{1kn} = R_k\, \underline{I}_{1n} + \mathrm{j}\, X_k\, \underline{I}_{1n}. \tag{1.49}$$

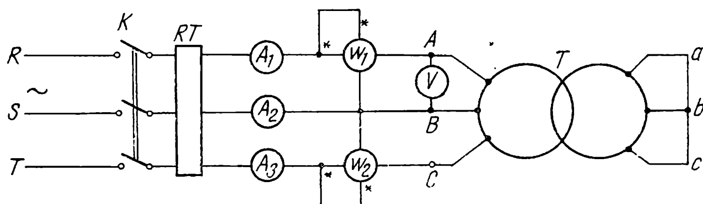


Fig. 1.29. Schema de încercare la funcționarea în scurtcircuit a transformatorului trifazat.

Valoarea tensiunii de scurtcircuit raportată la tensiunea U_{1n} va fi

$$u_k = \frac{U_{1kn}}{U_{1n}} = \frac{\sqrt{R_k^2 I_{1n}^2 + X_k^2 I_{1n}^2}}{U_{1n}} = \sqrt{u_{ka}^2 + u_{kr}^2}. \tag{1.50}$$

Componenta activă u_{ka} a tensiunii de scurtcircuit variază cu temperatura datorită variației rezistenței cu temperatura. Componenta u_{kr} este constantă cu temperatura. Pierderile măsurate la încercarea de scurtcircuit se raportează la temperatura standard convențională θ_n a înfășurării ($\theta_n = 75°C$ pentru transformatoare izolate în clasele A, E, B și $\theta_n = 115°C$ pentru clasele F, H, C). Pierderile în fier fiind neglijabile, pierderile în înfășurări la temperatura θ_n sînt date de relația:

$$P_{Jn}^* = P_{1k} \frac{\theta_n + 235}{\theta + 235} \tag{1.51}$$

în care θ este temperatura înfășurărilor transformatorului (presupus avînd înfășurări din cupru) în momentul măsurării pierderilor P_{1k}, la curenți nominali.

Determinarea componentelor tensiunii de scurtcircuit, la temperatura standard θ_n, se face cu relațiile:

$$u_{ka} = P_{Jn}^*/S_n; \quad u_{kr} = \sqrt{u_k^2 - u_{ka}^2}. \tag{1.52}$$

Așadar de aici rezultă necesitatea prescrierii temperaturii înfășurărilor pentru care se determină experimental tensiunea de scurtcircuit. Tensiunea nominală de scurtcircuit a unui transformator se definește pentru temperatura standard θ_n.

Cu valorile obținute pentru u_k, u_{ka} și u_{kr} se poate construi triunghiul de scurtcircuit sau triunghiul Kapp, care pentru curentul nominal poartă numele de *triunghi fundamental de scurtcircuit*. Cu datele obținute se pot determina rezistența și reactanța de scurtcircuit:

$$R_k = u_{ka} \frac{U_{1n}}{I_{1n}}; \quad X_k = u_{kr} \frac{U_{1n}}{I_{1n}}. \tag{1.53}$$

Cunoscînd pierderile în fier P_{Fe} și în înfășurări P_J se poate calcula caracteristica randamentului, iar cu tensiunile u_{ka} și u_{kr} se pot calcula caracteristicile externe.

Atît la încercarea în gol cît și la încercarea în scurtcircuit, la măsurarea puterii absorbite de transformatoarele trifazate, se recomandă folosirea schemei cu trei wattmetre, întrucît în schema cu două wattmetre indicațiile acestora ar fi aproape egale și de semn contrar, ceea ce determină o eroare foarte mare la măsurarea puterii (nu se pot folosi în această schemă wattmetre pentru factor de putere redus).

În afara acestor încercări prezentate la care sînt supuse toate transformatoarele, se mai prescriu și încercări de tip sau speciale la care se supun numai unele transformatoare și care nu se vor analiza în cele ce urmează. Asemenea încercări cuprind: verificarea rigidității dielectrice a izolației transformatorului la impuls de tensiune, încercarea de încălzire, verificarea transformatorului la scurtcircuit brusc, verificarea rezistenței mecanice a cuvei etc.

1.7. FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A TRANSFORMATOARELOR TRIFAZATE

În stațiile electrice apare adeseori necesitatea de a dispune în loc de un singur transformator de mare putere, de mai multe transformatoare de putere mică. Conectarea în paralel a transformatoarelor este necesară pentru asigurarea continuității alimentării cu energie electrică a consumatorilor la deconectarea unor transformatoare pentru revizii sau reparații.

De asemenea atunci cînd sarcina unei stații de transformare variază în limite foarte largi în decursul unei zile (sau a unei perioade mai îndelungate), existența mai multor transformatoare care pot funcționa în paralel permite menținerea unui nivel minim al pierderilor în procesul de transformare, prin modificarea numărului de transformatoare aflate în funcțiune corespunzător sarcinii cerute. La creșterea puterii stațiilor de transformare, pentru a face față creșterii consumului de energie electrică a receptoarelor alimentate de stația respectivă ca și la stațiile de transformare de putere mare, apare rațională conectarea în paralel a mai multor transformatoare.

În figura 1.30, *a* este redată schema de conectare în paralel a două transformatoare trifazate, precum și schema echivalentă pentru două faze ale acestora.

Problema de bază care apare la funcționarea în paralel a mai multor transformatoare este aceea a repartizării sarcinii totale între diferitele transformatoare proporțional cu puterile lor nominale. La conectarea în paralel a transformatoarelor identice ca putere și construcție, repartiția uniformă a sarcinii se realizează automat. În cazul general se conectează însă în paralel transformatoare de puteri nominale și de construcții diferite. Se va studia în continuare cazul a două transformatoare, rezultatele putîndu-se generaliza pentru mai multe transformatoare care funcționează în paralel.

În schema echivalentă din figura 1.30, *b* s-a notat cu Z_l impedanța conductoarelor de legătură; se pot scrie relațiile:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_{k\alpha}\,\underline{I}_{1\alpha} - \underline{U}'_{2\alpha}; \quad \underline{U}_1 = \underline{Z}_{k\beta}\,\underline{I}_{1\beta} - \underline{U}'_{2\beta} \qquad (1.54)$$

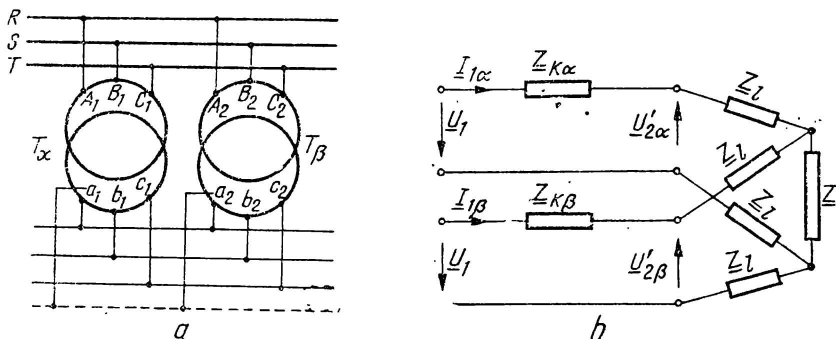


Fig. 1.30. Schema de conectare în paralel a două transformatoare trifazate: *a* — schema de principiu; *b* — schema echivalentă.

Rezultă:

$$\underline{I}_{1\alpha} = \frac{\underline{U}_1 + \underline{U}'_{2\alpha}}{\underline{Z}_{k\alpha}}\ ; \quad \underline{I}_{1\beta} = \frac{\underline{U}_1 + \underline{U}'_{2\beta}}{\underline{Z}_{k\beta}}.$$

Iar curentul total absorbit de receptorul de impedanță echivalentă Z va fi:

$$\underline{I} = \underline{I}_{1\alpha} + \underline{I}_{1\beta} = \underline{U}_1 \left(\frac{1}{\underline{Z}_{k\alpha}} + \frac{1}{\underline{Z}_{k\beta}}\right) + \frac{\underline{U}'_{2\alpha}}{\underline{Z}_{k\alpha}} + \frac{\underline{U}'_{2\beta}}{\underline{Z}_{k\beta}}.$$

Eliminînd tensiunea U_1 din relațiile de mai sus rezultă:

$$\underline{I}_{1\alpha} = \frac{\underline{I}\,\underline{Z}_{k\beta}}{\underline{Z}_{k\alpha} + \underline{Z}_{k\beta}} + \frac{\underline{U}'_{2\alpha} - \underline{U}'_{2\beta}}{\underline{Z}_{k\alpha} + \underline{Z}_{k\beta}}\ ; \quad \underline{I}_{1\beta} = \frac{\underline{I}\,\underline{Z}_{k\alpha}}{\underline{Z}_{k\alpha} + \underline{Z}_{k\beta}} - \frac{\underline{U}'_{2\alpha} - \underline{U}'_{2\beta}}{\underline{Z}_{k\alpha} + \underline{Z}_{k\beta}} \tag{1.55}$$

Curenții $\underline{I}_{1\alpha}$ și $\underline{I}_{1\beta}$ au cîte două componente. Primele componente diferite pentru cele două transformatoare, care reprezintă componentele impuse de sarcină, sînt proporționale cu valoarea curentului I absorbit de receptor. Celelalte componente sînt independente de curentul I și egale în valoare absolută, aceste componente există chiar cînd $I = 0$. Această componentă $\underline{I}_c = \dfrac{\underline{U}'_{2\alpha} - \underline{U}'_{2\beta}}{\underline{Z}_{k\alpha} + \underline{Z}_{k\beta}}$ poartă denumirea de *curent de egalizare* și este dezavantajos pentru că încarcă un transformator în mod suplimentar și descarcă pe celălalt; astfel transformatoarele în paralel sînt solicitate în mod diferit. Pentru a nu exista acest curent de egalizare se impune ca: $\underline{U}'_{2\alpha} = \underline{U}'_{2\beta}$.

Aceasta înseamnă pe de o parte același raport de transformare, iar pe de altă parte relația de mai sus fiind o relație complexă impune aceeași fază pentru cele două tensiuni. De aici rezultă o condiție nouă pentru conectarea transformatoarelor trifazate în paralel, anume să aibă aceeași grupă de conexiuni. Dacă $\underline{I}_c = 0$, avem relația:

$$I_{1\alpha}/I_{1\beta} = Z_{k\alpha}/Z_{k\beta} \tag{1.56}$$

sau

$$I_{1\alpha}/I_{1n\alpha} : I_{1\beta}/I_{1n\beta} = \frac{Z_{k\beta}\, I_{1n\beta}}{Z_{k\alpha}\, I_{1n\alpha}} = \frac{U_{k\beta}}{U_{k\alpha}}\, e^{j(\varphi_{\beta k} - \varphi_{\alpha k})}\ .$$

Dacă $U_{k\alpha} = U_{k\beta}$ dar $\varphi_{\beta k} \neq \varphi_{\alpha k}$, atunci diagrama fazorială a curenților este cea din figura 1.31. Se constată că dacă $\varphi_{\beta k} - \varphi_{\alpha k}$ are valori mari transformatoarele pot fi solicitate suplimentar. Dacă transformatoarele conectate în paralel au puterile nominale de ordinul 1 : 3 sau 1 : 4 diferența $\varphi_{\beta k} - \varphi_{\alpha k}$ nu devine atît de importantă. Odată depășite aceste valori diferența $\varphi_{\beta k} - \varphi_{\alpha k}$ poate lua valori inadmisibile.

Fig. 1.31. Diagrama fazorială a curenților.

În cazul în care $U_{k\alpha} \neq U_{k\beta}$ și $\varphi_{\beta k} = \varphi_{\alpha k}$ se obține:

$\dfrac{I_{1\alpha}}{I_{1n\alpha}} : \dfrac{I_{2\beta}}{I_{2n\beta}} = \dfrac{U_{k\beta}}{U_{k\alpha}}$, sau înmulțind curenții cu U_{1n} se obține:

$$\frac{S_\alpha}{S_\beta} = \frac{S_{n\alpha}}{S_{n\beta}} \cdot \frac{u_{k\beta}}{u_{k\alpha}}. \tag{1.57}$$

Cu alte cuvinte puterea aparentă totală $S = S_\alpha + S_\beta$ se repartizează pe cele două transformatoare proporţional cu puterile lor aparate şi invers proporţional cu tensiunile de scurtcircuit relative.

Rezumînd cele de mai sus rezultă că la conectarea în paralel pentru aceeaşi tensiune U_1, trebuie îndeplinite condiţiile:

a) acelaşi raport de transformare; *b*) aceeaşi grupă de conexiuni; *c*)puterile nominale să fie cît mai apropiate, raportul lor se admite cel mult 1 : 3 sau 1 : 4; *d*) aceleaşi tensiuni relative de scurtcircuit.

1.8. FUNCŢIONAREA TRANSFORMATORULUI TRIFAZAT ÎN REGIM NESIMETRIC [2], [7], [19]

Funcţionarea transformatoarelor trifazate în regimuri nesimetrice conduce la înrăutăţirea performanţelor acestora: creşterea pierderilor în fier şi în înfăşurări, supratemperaturi locale, deformarea undei tensiunilor de linie şi de fază. În acelaşi timp se înrăutăţesc performanţele consumatorilor, deoarece aceştia nu mai funcţionează la tensiunile lor normale, creşterea tensiunii pe o fază periclitează consumatorii de pe acea fază. Sistemul de tensiuni nesimetric conduce la micşorarea cuplului electromagnetic la maşinile de c.a.

Pentru stabilirea unor rezultate parţiale se poate face un calcul direct. Fie un transformator cu grupa de conexiuni Yy_0 şi curenţii de fază pe primar $\underline{I}_A$, $\underline{I}_B$, $\underline{I}_C$ (fig.1.32, *a*). Pentru sensurile adoptate se obţine:

$$\underline{I}'_0 = \underline{I}'_a + \underline{I}'_b + \underline{I}'_c; \quad \underline{I}_A + \underline{I}_B + \underline{I}_C = 0 \tag{1.58}$$

Aplicînd legea circuitului magnetic pe conturile Γ_1 şi Γ_2 se obţin ecuaţiile:

$$\underline{I}_A + \underline{I}'_a - \underline{I}'_b - \underline{I}_B = 0, \quad \underline{I}_B + \underline{I}'_b - \underline{I}'_c - \underline{I}_C = 0 \tag{1.59}$$

Din aceste ecuaţii rezultă

$$\underline{I}_A = -\underline{I}'_a - \frac{\underline{I}'_0}{3}; \quad \underline{I}_B = -\underline{I}'_b - \frac{\underline{I}'_0}{3}; \quad \underline{I}_C = -\underline{I}'_c - \frac{\underline{I}_0}{3} \tag{1.60}$$

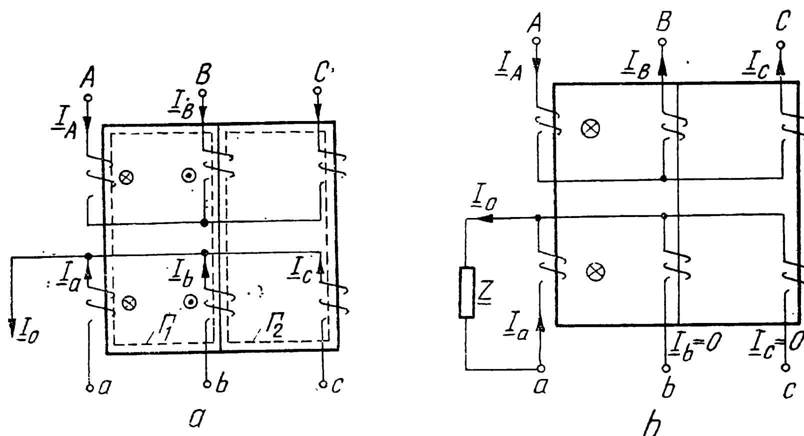


Fig. 1.32. Încărcarea nesimetrică a unui transformator trifazat avînd grupa de conexiune Yy_0.

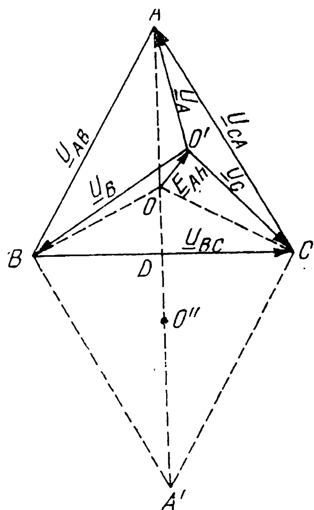


Fig. 1.33. Cu privire la determinarea tensiunii E_{Ah}.

Dacă $\underline{I}_0' = 0$ solenaţiile primară şi secundară de pe aceeaşi fază se compensează. Pentru $\underline{I}_a' = \underline{I}_0$, $\underline{I}_b = \underline{I}_c = 0$ rezultă: $\underline{I}_A = -2\,\underline{I}_a'/3$; $\underline{I}_B = \underline{I}_C = \underline{I}_a'/3$ (fig. 1.32, *b*). Un sistem de curenţi trifazat se consideră practic simetric dacă descompunîndu-l în sisteme de fazori direct I_d, invers I_i şi homopolar I_h, satisface inegalităţile:

$$I_i \leqslant 0{,}05\, I_d; \quad I_h \leqslant 0{,}05\, I_d \qquad (1.61)$$

Aplicarea metodei componentelor simetrice în cazul transformatoarelor simplifică rezolvarea regimurilor nesimetrice deoarece schema echivalentă pentru succesiunea inversă este identică cu cea pentru succesiunea directă. Dacă se neglijează curentul de mers în gol atunci $\underline{Z}_d = \underline{Z}_i = \underline{Z}_k$. Curenţii de succesiune homopolară (conexiunea Yy_0) vor deplasa punctul neutru al stelei tensiunilor primare cu tensiunea $\underline{E}_{Ah} = -\underline{Z}_h\,\underline{I}_{ah}'$. Tensiunile nesimetrice de fază primare sînt:

$$\underline{U}_A = \frac{1}{3}(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{AB}) + \mathrm{j}\,X_h\,\underline{I}_{ah}'; \quad \underline{U}_B = \frac{1}{3}(\underline{U}_{AB} - \underline{U}_{BC}) + \mathrm{j}\,X_h'\,\underline{I}_{ah}'$$

$$\underline{U}_C = \frac{1}{3}(\underline{U}_{BC} - \underline{U}_{CA}) + \mathrm{j}\,X_h'\,\underline{I}_{ah}'; \quad \underline{Z}_h \approx \mathrm{j}\,X_h \qquad (1.62)$$

Dacă O'' este simetricul lui O' atunci AO = OO'' = AA'/3 = $(\underline{U}_{CA} - \underline{U}_{AB})/3$, (fig. 1.33).

În figura 1.34 se prezintă schema de măsurare a impedanţei Z_h se măsoară puterea activă P, tensiunea la borne U şi curentul I. Pentru schema din figura 1.34, *a*:

$$Z_h = U/3\,I,\ R_h = P/3\,I^2.\ X_h = \sqrt{Z_h^2 - R_h^2}$$

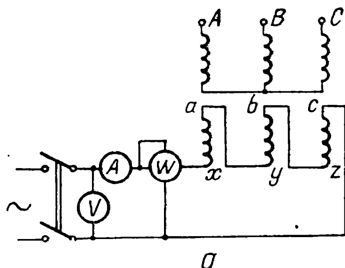
Pentru schema din figura 1.34, *b*: $Z_h = 3\,U/I$, $R_h = 3\,P/I^2$, $X_h = \sqrt{Z_h^2 - R_h^2}$.

La conexiunea Yd curenţii de fază primari (fig. 1.35) sînt:

$$\underline{I}_A = -\underline{I}_{ab}'; \quad \underline{I}_B = -\underline{I}_{bc}'; \quad \underline{I}_C = -\underline{I}_{ca}'$$

tensiunile de fază primară se deduc cu relaţiile 1.62 ($\underline{I}_{ah}' = 0$).

Pentru conexiunea Yy_0 cu sarcină monofazată componentele simetrice ale curenţilor secundari sînt $\underline{I}_{ad}' = \underline{I}_{ai}' = \underline{I}_{ah}' = \underline{I}_a'/3$ fig. 1.36).



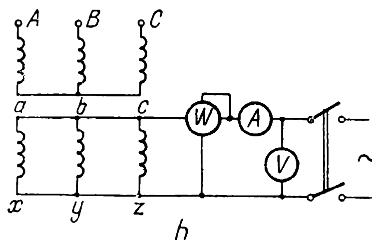


Fig. 1.34. Schema de măsurare a reactanţei X_h':
a — înfăşurările conectate în triunghi deschis; *b* — conectate în paralel.

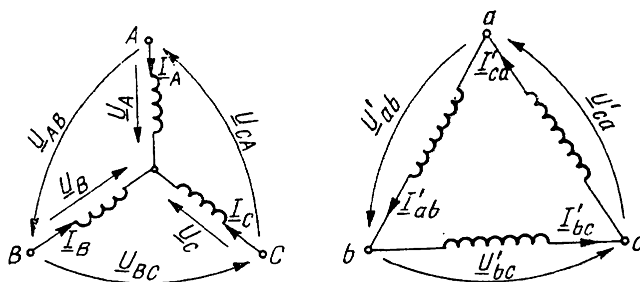


Fig. 1.35. Schema de conexiuni *Yd*.

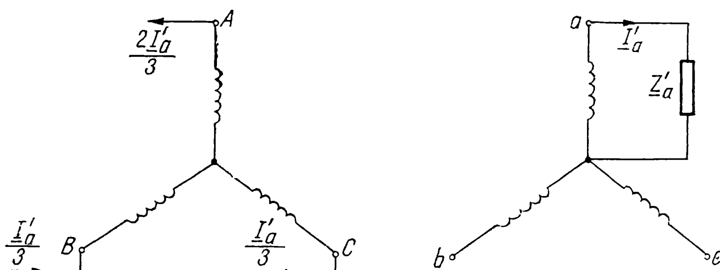


Fig. 1.36. Sarcină manofazată în cazul grupei de conexiuni Yy_0.

1.9. TRANSFORMATOARE SPECIALE

În categoria transformatoarelor speciale se cuprind transformatoarele a căror construcție diferă de construcția transformatoarelor cu două înfășurări.

1.9.1. TRANSFORMATORUL CU TREI ÎNFĂŞURĂRI

Transformatoarele electrice cu trei înfășurări se utilizează la cuplarea între ele a trei rețele electrice cu tensiuni diferite, astfel se utilizează un singur transformator în loc de două. Obișnuit, lîngă miez se plasează înfășurarea de joasă tensiune (JT), urmează cea de medie tensiune (MT) și apoi cea de înaltă tensiune (IT) (fig. 1.37). Dacă înfășurarea de *JT* este înfășurare primară, ea se plasează la mijloc, pentru a diminua cîmpul de dispersie și deci căderile de tensiune în sarcină. În toate cazurile înfășurarea de *ÎT* se plasează în exterior; din motive de izolație.

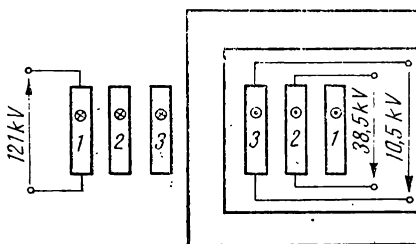


Fig. 1.37. Schema transformatorului cu trei înfășurări.

Ecuațiile de funcționare se stabilesc prin analogie cu transformatorul cu două înfășurări:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= R_1 \underline{I}_1 + j\,\omega\,(L_{13} \underline{I}_1 + M'_{12} \underline{I}'_2 + M'_{13} \underline{I}'_3) \\ -\underline{U}'_2 &= R'_2 \underline{I}'_2 + j\,\omega\,(L'_{22} \underline{I}'_2 + M'_{12} \underline{I}_1 + M'_{23} \underline{I}'_3) \\ -\underline{U}'_3 &= R'_3 \underline{I}'_3 + j\,\omega\,(L_{33} \underline{I}'_3 + M'_{13} \underline{I}_1 + M'_{23} \underline{I}'_2) \end{aligned} \qquad (1.63)$$

$$\underline{I}_1 + \underline{I}'_2 + \underline{I}'_3 = 0\,;\; \underline{I}'_2 = \frac{w_2}{w_1}\underline{I}_2;\; \underline{I}'_3 = \frac{w_3}{w_1}\underline{I}_3$$

s-a neglijat curentul de mers în gol. Mărimile înfășurării secundare și terțiare s-au raportat la primar:

$$\begin{aligned} &R'_2 = k_{12}^2 R_2,\; R'_3 = k_{13}^2 R_3;\quad L'_{22} = k_{12}^2 L_{22};\quad L'_{33} = k_{13}^2 L_{33} \\ &M'_{12} = k_{12} M_{12};\quad M'_{13} = k_{13} M_{13};\quad M'_{23} = k_{12} k_{13} M_{23}; \\ &k_{12} = w_1/w_2;\; k_{13} = w_1/w_3. \end{aligned} \qquad (1.64)$$

Din ecuațiile (1.63) se obțin relațiile:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 + \underline{U}'_2 &= R_1 \underline{I}_1 + j X_{\sigma 1} \underline{I}_1 - R'_2 \underline{I}'_2 - j X'_{\sigma 2} \underline{I}_2 \\ \underline{U}_1 + \underline{U}'_3 &= R_1 \underline{I}_1 + j X_{\sigma 1} \underline{I}_1 - R'_3 \underline{I}'_3 - j X'_{\sigma 3} \underline{I}'_3 \end{aligned} \qquad (1.65)$$

unde reactanțele de dispersie parțiale ale înfășurărilor sînt

$$X_{\sigma 1} = \omega\,(L_{11} - M'_{12} - M'_{13} + M'_{23});\quad X'_{\sigma 2} = \omega\,(L'_{22} - M'_{12} - M'_{23} + M'_{13});$$

$$X_{\sigma 3} = \omega\,(L'_{33} - M'_{13} - M'_{23} + M'_{12}). \qquad (1.66)$$

Inductivitatea de scăpări parțială $L_{\sigma 1} = X_{\sigma 1}/\omega$ se poate pune și sub forma:

$$L_{\sigma 1} = (L_{11} - M'_{13}) + (L'_{22} - M'_{12}) - (L'_{22} - M'_{23}) = L_{\sigma 13} + L'_{\sigma 21} - L'_{\sigma 23}$$

adică $L_{\sigma 1}$ este suma algebrică de reactanțe de scăpări, similar $L'_{\sigma 2}$ și $L'_{\sigma 3}$.

Schema echivalentă a transformatorului cu trei înfășurări se prezintă în figura (1.38, *a*), iar diagrama fazorială în figura 1.38, *b*. Rezistențele și reac-

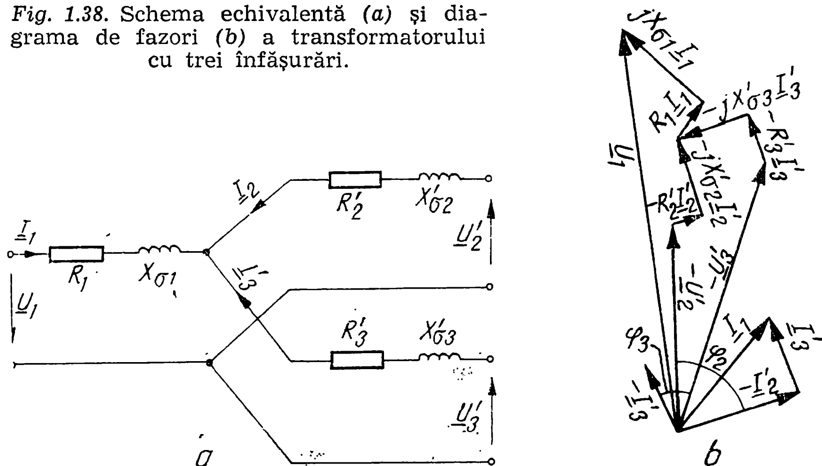


Fig. 1.38. Schema echivalentă *(a)* și diagrama de fazori *(b)* a transformatorului cu trei înfășurări.

tanțele de scurtcircuit ale transformatorului se determină prin trei probe distincte de scurtcircuit, măsurîndu-se de fiecare dată, puterile tensiunile și curenții.

a. Se alimentează înfășurarea *1*, se scurtcircuitează înfășurarea *2* și înfășurarea *3* este în gol rezultă $X_{k12} = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 2}$ și $R_{k12} = R_1 + R'_2$.

b. Se alimentează înfășurarea *1*, se scurtcircuitează înfășurarea *3* și înfășurarea *2* este în gol, rezultă $X_{k13} = X_{\sigma 1} + X'_{\sigma 3}$ și $R_{k13} = R_1 + R'_3$.

c. Se alimentează înfășurarea *2* (sau *3*) și se scurtcircuitează înfășurarea *3* rezultă $X_{k23} = X'_{\sigma 2} + X'_{\sigma 3}$ și $R_{k23} = R'_2 + R'_3$.

Reactanțele de scăpări se determină din cele trei ecuații, obținute la încercările de scurtcircuit.

$$X_{\sigma 1} = \frac{1}{2}(X_{k12} + X_{k13} - X_{k23}); \quad X'_{\sigma 2} = \frac{1}{2}(X_{k12} + X_{k23} - X_{k13});$$

$$X'_{\sigma 3} = \frac{1}{2}(X_{k13} + X_{k23} - X_{k12}) \tag{1.67}$$

rezistențele R_1, R'_2 și R'_3 se obțin prin relații similare.

În particular, cînd înfășurarea primară se află lîngă miez se poate face aproximația $X_{k12} = X_{k23} = \frac{1}{2} X_{k13}$ și rezultă $X_{\sigma 1} = X_{k13}/2$; $X'_{\sigma 2} = 0$, $X'_{\sigma 3} = X_{k13}/2$.

Tensiunile de scurtcircuit în complex sînt

$$\underline{U}_{k12} = \underline{Z}_{k12}\,\underline{I}_1; \quad \underline{U}_{k13} = \underline{Z}_{k13}\,\underline{I}_1; \quad \underline{U}_{k23} = \underline{Z}_{k23}\,\underline{I}_2 \tag{1.68}$$

Valorile relative ale tensiunilor de scurtcircuit sînt mai mari decît la transformatoarele cu două înfășurări, deoarece înfășurările ocupă un spațiu mai mare și cîmpul de dispersie este mai puternic (tabelul 1.2).

TABELUL 1.2. **Tensiunea de scurtcircuit pentru transformatoarele cu trei înfășurări**

Ordinea de plasare a înfășurărilor considerată de la miez	*ÎT–MT*	*JT–ÎT*	*MT–JT*
JT, MT, ÎT	10,5%	17%	6%
MT, JT, ÎT	17 %	10,5%	6%

Pe baza diagramei fazoriale (fig. 1.38, *b*) se determină expresiile căderilor de tensiune relative sub următoarea formă aproximativă

$$U_{12} = \frac{U_1 - U_2}{U_1} = \frac{1}{U_1}[(R_1 \cos\varphi_1 + X_{\sigma 1}\sin\varphi_1) I_1 + I'_2 (R'_2 \cos\varphi_2 + X'_{\sigma 2}\sin\varphi_2)]$$

$$U_{13} = \frac{U_1 - U_3}{U_1} = \frac{1}{U_1}[I_1 (R_1 \cos\varphi_1 + X_{\sigma 1}\sin\varphi_1) + I'_3 (R'_3 \cos\varphi_3 + X'_{\sigma 3}\sin\varphi_3)] \tag{1.69}$$

Relațiile (1.69) s-au obținut prin proiectarea fazorilor pe direcția tensiunii U_1 și considerînd că tensiunile $\underline{U}_1$, $-\underline{U}_2$, $-\underline{U}_3$ sînt în fază. Caracteristicile externe se determină pe baza relațiilor (1.69).

Randamentul de calculează cu relația:

$$\eta = \frac{\beta_2 S_{n2}\cos\varphi_2 + \beta_3 S_{n3}\cos\varphi_3}{\beta_2 S_{n2}\cos\varphi_2 + \beta_3 S_{n3}\cos\varphi_3 + P_{Fe} + 3[(\beta_1 I_{1n})^2 R_1 + (\beta_2 I_{2n})^2 R_2 + (\beta_3 I_{3n})^2 R_3]} \tag{1.70}$$

în care S_{n1}, S_{n2}, S_{n3} sînt puterile nominale ale celor trei înfășurări, iar β_1, β_2, β_3 sînt factorii de încărcare. Pentru transformatoarele mari $\eta = (98,25 \ldots 99,25)\%$ la $\cos\varphi_2 = \cos\varphi_3 = 1$. Puterea nominală a transforma-

TABELUL 1.3. **Corelarea puterii înfăşurărilor**

Înfăşurarea *1*	Înfăşurarea *2*	Înfăşurarea *3*
1	1	1
1	1	2/3
1	2/3	1
1	2/3	2/3

torului este puterea pentru care se dimensionează înfăşurarea de putere cea mai mare, dacă această înfăşurare se consideră ca unitate atunci cele trei înfăşurări au puterile nominale indicate în tabelul 1.3.

Schemele de conexiuni utilizate în mod obişnuit pentru transformatoarele trifazate sînt $Y_0/Y_0/D$—12—11 şi $Y_0/D/D$—11—11, iar la cele monofazate 1/1/1—12—12.

1.9.2. AUTOTRANSFORMATORUL

Autotransformatorul are miezul feromagnetic la fel cu al tranformatorului şi o singură înfăşurare pe fază prevăzută cu una sau mai multe prize (fig. 1.39,*a*). Cele două părţi ale înfăşurării sînt cuplate inductiv şi sînt în general executate cu conductoare de secţiuni diferite, sub forma unor înfăşurări cilindrice concentrice (fig. 1.39, *b*). Înfăşurarea AX este înfăşurarea de înaltă tensiune, iar înfăşurarea ax este înfăşurarea de joasă tensiune, înfăşurările primară şi secundară ale autotransformatorului sînt cuplate electromagnetic şi galvanic. Autotransformatorul poate fi coborîtor de tensiune (fig. 1.39, *c*) sau ridicător de tensiune (fig. 1.39, *d*).

Se vor nota cu indicele 1 mărimile referitoare la partea primară (care primeşte energia) şi cu indicele 2 mărimile referitoare la partea secundară (care transmite energia consumatorului). Cu w_1 şi w_2 se vor nota totalitatea numărului de spire cuprins între bornele primare respectiv cele secundare. La funcţionarea în gol a autotransformatorului nu apare nici o deosebire faţă de regimul respectiv al transformatorului. Raportul k_a de transformare a tensiunilor se defineşte prin relaţia

$$k_a = E_1/E_2 = \frac{w_1}{w_2} \approx \frac{U_1}{U_{20}}. \qquad (1.71)$$

Ecuaţiile autotransformatorului. Considerînd autotransformatorul coborîtor de tensiune şi adoptînd sensurile curenţilor şi tensiunilor din fig. 1.39 se pot scrie următoarele ecuaţii:

$$\begin{aligned} &\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_{10} = \underline{I}_w + \underline{I}_\mu; \quad \underline{I}_1 + \underline{I}_2 = \underline{I}_{12} \ (\underline{I}_2 = k_a \underline{I}_2') \\ &\underline{U}_1 = \underline{Z}_{A\sigma} \underline{I}_1 + \underline{Z}_{c\sigma} \underline{I}_{12} - \underline{E}_1; \quad -\underline{U}_2 = \underline{Z}_{C\sigma} I_{12} - \underline{E}_2. \end{aligned} \qquad (1.72)$$

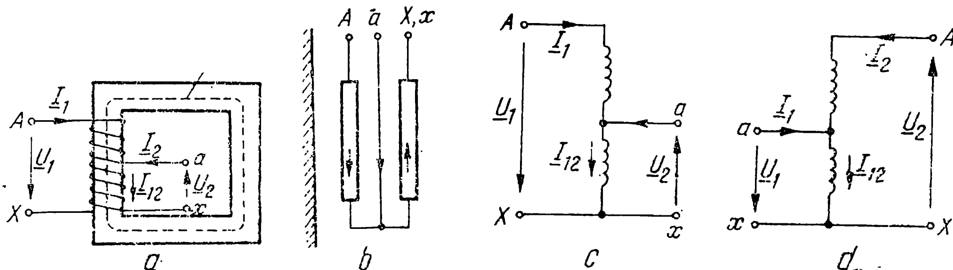


Fig. 1.39. Autotransformatorul electric:
— schiţa constructivă; *b* — schema conexiunilor; *c* — autotransformator coborîtor; *d* — autotransformator ridicător

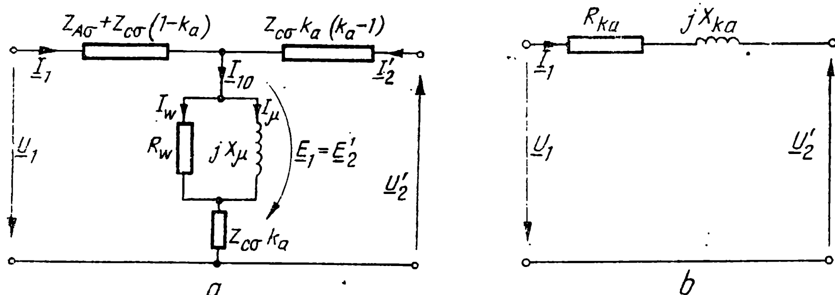


Fig. 1.40. Schema echivalentă a autotransformatorului (*a*) și schema echivalentă simplificată (*b*).

În aceste relații impedanța $Z_{A\sigma}$ corespunde porțiunii de înfășurare *Aa*: $\underline{Z}_{A\sigma} = R_A + \mathrm{j}\, X_{A\sigma}$, unde R_A este rezistența acestei porțiuni de înfășurare și $X_{A\sigma}$ reactanța de scăpări, iar $Z_{c\sigma}$ este impedanța porțiunii comune de înfășurare $\underline{Z}_{c\sigma} = R_c + \mathrm{j}\, X_{c\sigma}$ unde R_c și $X_{c\sigma}$ sînt rezistența respectiv reactanța de scăpări ale acestei porțiuni.

Cu ajutorul primelor două relații din (1.72) ecuațiile de tensiuni se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= [\underline{Z}_{A\sigma} + \underline{Z}_{c\sigma}(1 - k_a)]\, \underline{I}_1 + \underline{Z}_{c\sigma} k_a\, \underline{I}_{10} - \underline{E}_1 \\ -\underline{U}_2' &= \underline{Z}_{c\sigma} k_a (k_a - 1)\, \underline{I}_2' + \underline{Z}_{c\sigma} k_a\, \underline{I}_{10} - \underline{E}_2'. \end{aligned} \qquad (1.73)$$

În ecuațiile (1.73) curentul și tensiunea secundară s-au raportat la primar și s-a urmărit ca în prima ecuație să apară curenții $\underline{I}_1$ și $\underline{I}_{10}$, iar a doua ecuație curenții $\underline{I}_2$ și $\underline{I}_{10}$. Pe baza ecuațiilor (1.73) și a relației $\underline{E}_1 = \underline{E}_2 = -\mathrm{j}\, X_\mu\, I = -\mathrm{j}\, R_w\, I_w = -\underline{Z}_0\, \underline{I}_{10}$ unde $\underline{Z}_0 = \dfrac{\mathrm{j}\, R_w X_\mu}{R_w + \mathrm{j}\, X_\mu}$, se poate construi schema echivalentă (fig. 1.40, *a*) și pentru $I_{10} = 0$, rezultă schema echivalentă simplificată (fig. 1.40,*b*). Tensiunea nominală relativă de scurtcircuit este

$$u_{k_a} = Z_{ka}\, I_{1n}/U_{1n} = \frac{I_{1n}}{U_{1n}}\, |\, \underline{Z}_{A\sigma} + \underline{Z}_{c\sigma}(k_a - 1)^2\, | \qquad (1.74)$$

Autotransformatorul este echivalent cu un transformator avînd înfășurarea primară cu $w_1 - w_2$ spire și înfășurarea secundară cu w_2 spire (fig. 1.41).

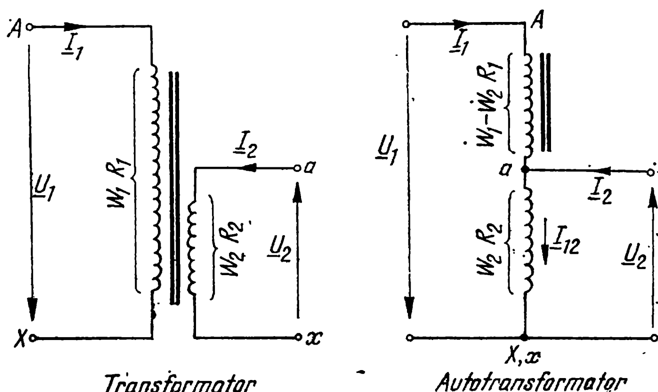


Fig. 1.41. Echivalența între transformator și autotransformator.

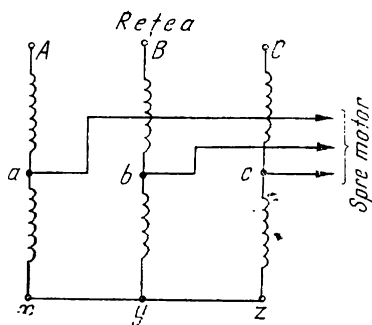


Fig. 1.42. Autotransformator pentru pornirea motoarelor asincrone.

Impedanța Z_{ka} se determină din încercarea în scurtcircuit. Tensiunea de scurtcircuit $u_{ka} = (0,05 \ldots 0,1)\, U_{1n}$. Puterea de calcul $S_c = U_2 I_{12}$ este mai mică decît puterea totală transmisă $S_2 = U_2 I_2$; $S_c / S_2 = I_{12}/I_2 = 1 - 1/k_a$ deoarece pentru $I_{10} = 0$ rezultă $I_{12} = I_2\,(1 - 1/k_a)$. Autotransformatorul este mai economic decît transformatorul cu cît k_a este mai apropiat de unitate. În energetică k_a are valori pînă la 2 și mai rar 3. Tensiunea de scurtcircuit a autotransformatorului se reduce la raportul $1 - 1/k_a$, ceea ce conduce la creșterea curenților de scurtcircuit. Izolarea înfășurării de joasă tensiune se face la nivelul celei de înaltă tensiune. Nu realizează separarea circuitelor primare și secundare.

Autotransformatorul trifazat se instalează în punctele de interconexiune a liniilor de transport cu tensiuni nominale apropiate, se folosește la pornirea motoarelor asincrone trifazate cu rotor în scurtcircuit de mare putere (fig. 1.42); conexiunea cea mai utilizată este Yy_0.

1.9.3. TRANSFORMATOARE DE SUDARE CU ARC

Trebuie să aibă tensiunea secundară la funcționarea în gol de 65 ... ...80 V pentru aprinderea arcului, iar în timpul operației de sudare să scadă la 20 ... 35 V ($U_{20}/U_s = 1,8 \ldots 2,5$). Schema de principiu a transformatorului cu bobină în secundar este prezentată în figura 1.43, *a*, iar schema echivalentă simplificată în figura 1.43, *b*. $\underline{Z}_b$ este impedanța bobinei de balast care permite obținerea unei caracteristici externe coborîtoare (fig. 1.44). Caracteristica externă foarte înclinată asigură un curent constant pentru operația de sudare, obținîndu-se o sudură de bună calitate. Bobinele de balast se realizează cu miez de fier și cu unul sau mai multe întrefieruri reglabile care permit reglarea regimului de sudare într-un domeniu larg (fig. 1.45). Curentul de lucru I_s poate fi modificat, schimbînd fie raportul de transformare cu ajutorul prizelor, fie reactanța bobinei de balast, așa cum rezultă din caracteristicile externe (fig. 1.46). Majoritatea transformatoarelor se fac cu sisteme combinate de reglare a curentului I_s.

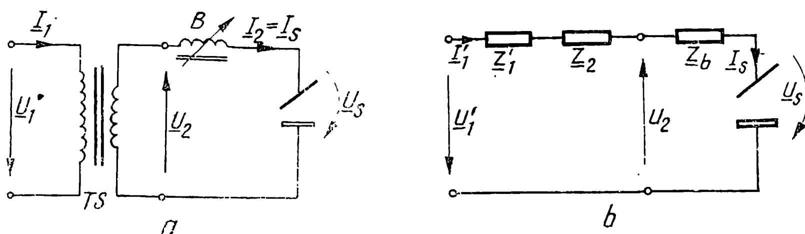


Fig. 1.43. Transformator de sudare (*TS*) cu inductanță separată (*B*) în circuitul de sudare:

a — schema de principiu; *b* — schema echivalentă simplificată.

Transformatoarele cu inductanţă cu miez comun se realizează cu coloanele I şi II bobinate identic (jumătate din înfăşurarea primară şi secundară pe fiecare coloană), iar înfăşurarea bobinei de balast cu N_b spire, înseriată cu înfăşurarea secundară (adiţional sau diferenţial) se aşază astfel încît să îmbrăţişeze întrefierul acesteia (fig. 1.47). Cuplajul magnetic între cele două elemente ale miezului este slab datorită întrefierului mare. Acest transformator poate fi considerat ca o variantă constructivă a transformatorului cu bobină separată.

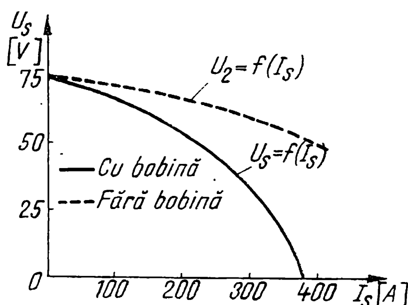


Fig. 1.44. Caracteristica externă a transformatorului de sudare.

Schema de principiu a transformatorului cu şunt magnetic (fig. 1.48) provine din schema din figura 1.47 în care se suprimă întrefierul din elementul al doilea al transformatorului, în schimb jugul comun se execută cu două întrefieruri simetrice şi reglabile, jugul comun se numeşte şunt magnetic. Datorită construcţiei compacte şi folosirii eficiente a materialelor active, transformatoarele cu şunt magnetic au performanţe superioare în raport cu celelalte transformatoare. Reglarea regimului de sudare se face continuu prin modificarea poziţiei şuntului magnetic sau în trepte prin modificarea numărului de spire (cu prize) din circuitul secundar.

Transformatoarele cu bobine mobile au miezul magnetic în manta, cu raportul dintre înălţimea şi lăţimea ferestrei mare. Înfăşurarea secundară este fixată la baza ferestrei, iar cea primară este mobilă pe înălţimea coloanei

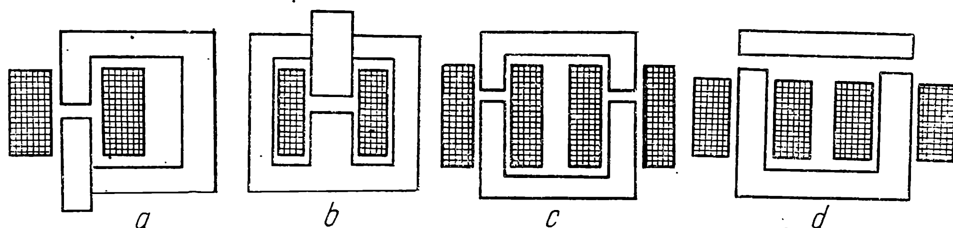


Fig. 1.45. Bobine de balast cu întrefier reglabil:
a — în coloană cu un întrefier; *b* — în manta cu un întrefier; *c, d* — în coloană cu două întrefieruri.

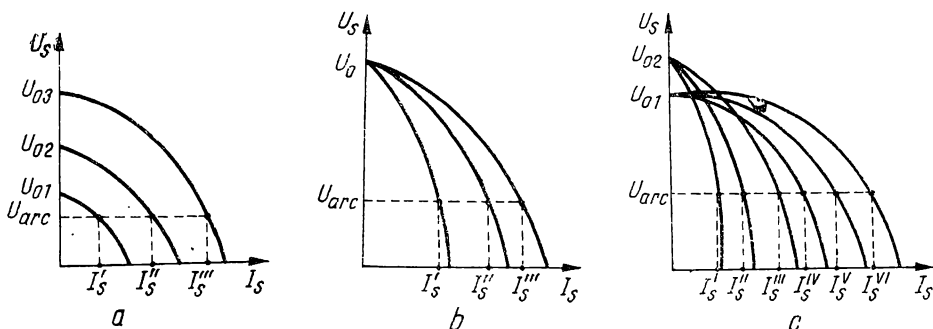


Fig. 1.46. Familia de caracteristici externe ale transformatoarelor de sudare:
a — obţinute prin schimbarea raportului de transformare (curbe calitative); *b* — obţinute prin schimbarea reactanţei X_b; *c* — metodă combinată.

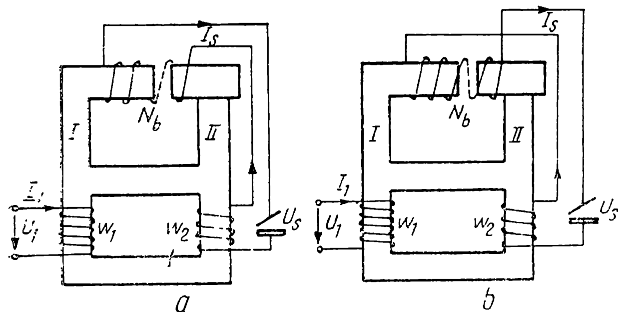


Fig. 1.47. Transformatoare de sudare cu inductanță și cu miez comun:

a — cu conexiune directă a bobinei de balast; *b* — cu conexiune inversă.

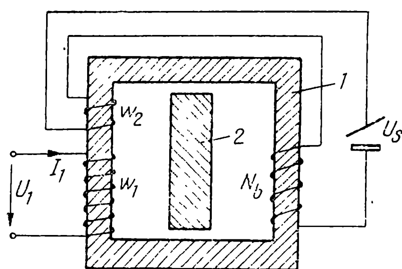


Fig. 1.48. Schema de principiu a transformatorului cu șunt magnetic:

1 — miezul transformatorului; *2* — șuntul reglabil.

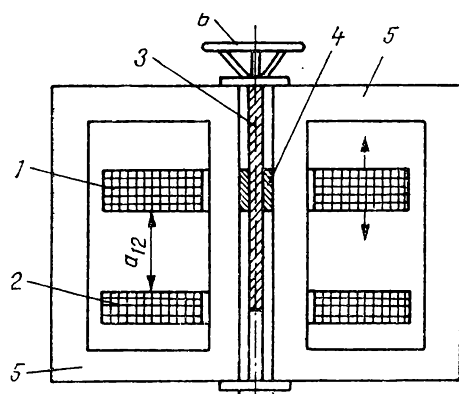


Fig. 1.49. Schema constructivă a transformatorului cu bobine mobile:

1 — bobină primară; *2* — bobină secundară; *3* — șurub; *4* — piuliță solidară cu bobina primară; *5* — miez feromagnetic din tole; *6* — roată de reglaj.

(fig. 1.49). Reglarea regimului de sudare se face variind distanța a_{12} dintre bobine.

Randamentul η al transformatoarelor de sudare prin arc este relativ scăzut și cuprins în gama (80 ... ... 90)% iar factorul de putere în gama 0,5 ... 0,65. Durata de acționare *DA* pentru care se fabrică transformatoarele de sudare prin arc este în gama (50 ... 65)%.

1.9.4. TRANSFORMATOARE DE SUDARE PRIN PUNCTE

Transformatoarele de sudare prin puncte se utilizează la sudarea tablelor metalice de diferite grosimi (fig. 1.50). Îmbinarea cu sudură prin puncte se face mai ieftin și mai rapid decît îmbinarea cu nituri.

Instalația de sudare se compune din două părți: prima o constituie transformatorul inclusiv electrozii de sudare și a doua, instalația de temporizare a închiderii alimentării transformatorului. Această instalație are următorul rol: închiderea circuitului de alimentare cu tensiune al transformatorului se face după ce electrozii au atins tablele de sudat (cu ajutorul unui contact auxiliar); deschiderea circuitului de alimentare se face automat după un anumit timp, reglat în funcție de grosimea tablelor de sudat. După acest timp, se deschid și electrozii. În acest fel se evită formarea arcului electric în punctul de sudare, care ar degrada sudura sau în cazul curenților foarte mari ar constitui un pericol pentru sudor. Reglajul curentului secundar al transformatorului se face cu ajutorul prizelor de tensiune din primarul transformatorului (reglaj grosier) și prin mărirea sau micșorarea timpului de sudare a instalației de temporizare (reglaj fin). Timpul minim de sudare

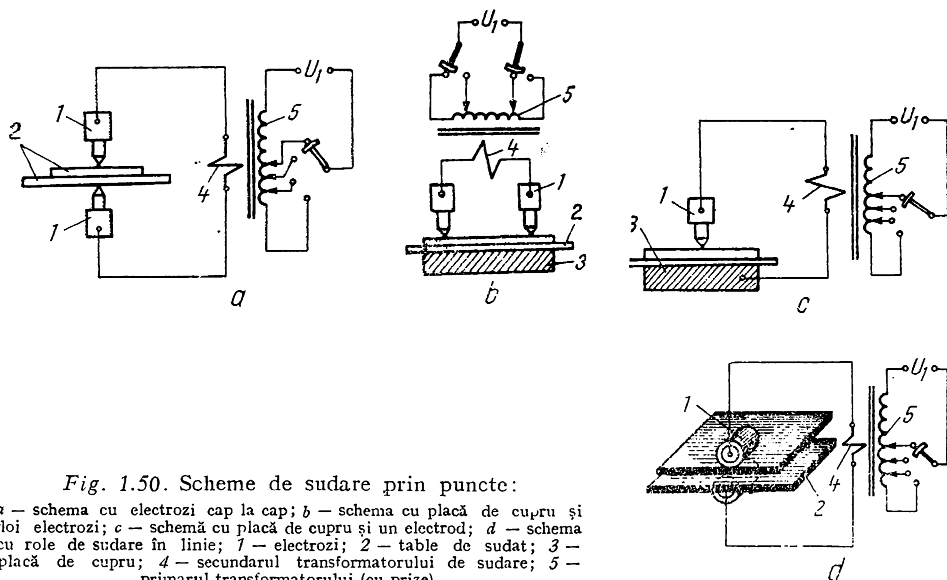


Fig. 1.50. Scheme de sudare prin puncte:

a — schema cu electrozi cap la cap; *b* — schema cu placă de cupru și doi electrozi; *c* — schemă cu placă de cupru și un electrod; *d* — schema cu role de sudare în linie; *1* — electrozi; *2* — table de sudat; *3* — placă de cupru; *4* — secundarul transformatorului de sudare; *5* — primarul transformatorului (cu prize).

depinde de frecvența curentului de sudare și nu poate fi mai mic de 10 perioade ale acestuia (pentru uniformitatea punctelor sudate).

Pentru aceste transformatoare uzual $\eta = 0{,}8 \ldots 0{,}96$, iar factorul de putere 0,5 ... 0,8. În calculul acestui transformator se alege $w_2 = 1$ (cel mai frecvent) sau $w_2 = 2$. Se calculează numărul de spire w_{1k} al bobinei primare pentru treapta k, curentul nominal I_{1n} și curentul de calcul $I_{1n}^* = I_{1n}\sqrt{DA/100}$. Se determină apoi curentul de calcul al treptei k. Corespunzător fiecărei trepte de reglaj, în înfășurarea primară circulă un anumit curent, deci fiecare treaptă trebuie să aibă secțiunea conductorului diferită. Pentru a simplifica tehnologia, numărul secțiunilor diferite este mai mic decît numărul treptelor. Se calculează apoi curentul secundar. Densitățile de curent se aleg în limitele $j_1 = (1{,}5 \ldots 2{,}8)$ A/mm², $j_2 = (3 \ldots 5)$ A/mm² pentru spire răcite natural în aer și în gama (10 ... 15) A/mm² pentru spire răcite cu apă (spire din țeavă).

Secțiunea activă de fier a coloanei $S_{Fe} = U_1/4{,}44\, f\, w_{1m}\, B_c$, unde B_c se alege în funcție de calitatea tolei cu (5 ... 10)% mai mare ca la transformatoarele obișnuite. Dimensiunile secțiunii de fier (fig. 1.51), rezultă din relațiile: $ad = S_{Fe}/(2\, k_{Fe})$; $d/a = 2 \ldots 4$. Dimensiunile ferestrei b și c rezultă din relațiile: $bc = S_{Cu}/k_f$; $b/c = 1 \ldots 3$, în care coeficientul de umplere $k_f = 0{,}27 \ldots 0{,}34$, pentru $S_{Cu} = (1350 \ldots 4400)$ mm² și $k_f = 0{,}35 \ldots 0{,}46$ pentru $S_{Cu} = (4\,600 \ldots 12\,500)$ mm². Se calculează pierderile, randamentul și caracteristicile externe.

În figurile 1.52, 1.53 și 1.54 se indică schema înfășurării primare, spira secundară și secțiunea transversală printr-un transformator de sudare prin puncte cu datele nominale: $I_{2n} = 20\,000$ A; $(U_{20})_{min} = 4{,}2$ V; $(U_{20})_{max} = 8{,}4$ V; $n = 8$ trepte de reglaj; $U_1 = 380$ V; $f = 50$ Hz; $DA = 20\%$; bobine din cupru.

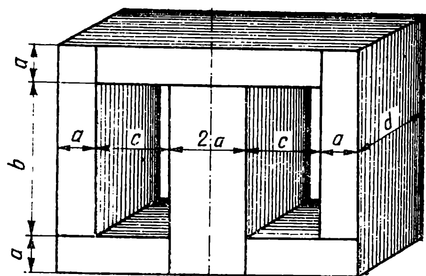


Fig. 1.51. Notarea dimensiunilor miezului transformatorului de sudare prin puncte.

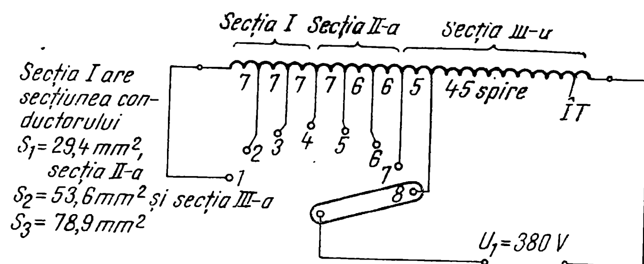


Fig. 1.52. Schema electrică a bobinei primare (cifrele de sub bobinaj reprezintă numărul de spire al porțiunii respective).

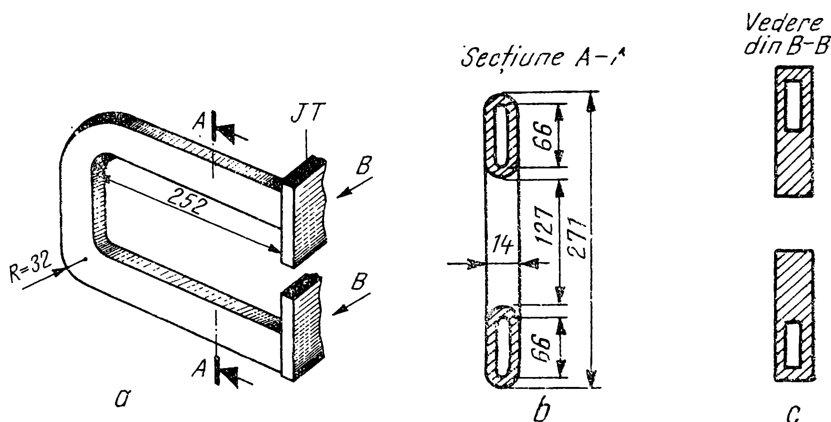


Fig. 1.53. Spira secundară:
a — schița spirei; *b, c* — secțiune prin spiră.

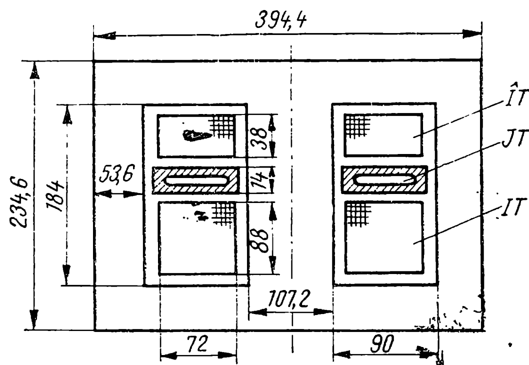


Fig. 1.54. Schița secțiunii transversale prin transformator.

1.9.5. TRANSFORMATOARE CU REGLAJUL TENSIUNII SUB SARCINĂ

Transformatoarele de putere reglează tensiunea în limitele $\pm$ 5% cu înfășurările deconectate. În stațiile de interconexiune a două rețele se cere o reglare a tensiunii în limite mai mari $\pm$ 15% și chiar mai mult, iar reglarea trebuie să se facă rapid fără a deconecta transformatorul de la rețea, în acest caz reglajul tensiunii se realizează sub sarcină. Puterile transformatoarelor cu reglaj sub sarcină sînt cuprinse în seria standardizată a transformatoarelor obișnuite. Consumul de materiale, dimensiunile de gabarit, costul transformatoarelor cu reglaj sub sarcină este mai ridicat. Orice schemă de reglaj sub sarcină trebuie să fie sigură în funcționare, rapidă, ușor de manevrat, să nu întrerupă curentul de sarcină, iar spirele din treapta de reglaj să nu fie scurtcircuitate. Reglajul tensiunii se face de obicei pe înfășurarea de înaltă tensiune, mai rar pe cea de joasă tensiune. Reglajul se poate face pe neutrul transformatorului (dispozitivele de reglaj au izolație redusă) sau pe fază (dispozitivele de reglaj au izolația completă). Schemele cu bobine de limitare a curentului de comutație sînt de obicei cu acțiune lentă, iar cele cu rezistențe de limitare sînt rapide, timpul de acționare fiind 0,04—0,06 secunde. Schemele de reglare sînt: cu acțiune directă, de variație a raportului de transformare; cu acțiune indirectă, care folosesc unul sau mai multe transformatoare speciale înseriate în circuitul transformatorului principal avînd rapoarte de transformare variabile.

1.9.5.1. SCHEME DE VARIAȚIE A RAPORTULUI DE TRANSFORMARE

Se împart în: scheme de reglare cu comutație cu curent și scheme de reglare cu comutație fără curent.

a) *Schemele de reglare cu comutație cu curent.* O asemenea schemă este prezentată în două variante: cu selectorul S linear (fig. 1.55, *a*) și cu selectorul S rotativ (fig. 1.55, *b*). Spirele de reglaj (6 trepte) sînt așezate la mijlocul înfășurării de înaltă tensiune AX. Schema are în componența ei o bobină de șoc B, care are rolul de a limita curenții de scurtcircuit cînd contactele C_1 și C_2 sînt pe prize consecutive. Poziția din figura 1.55 corespunde tensiunii maxime furnizată de transformator; pentru scăderea tensiunii cu ΔU se lasă C_1 pe poziția 1 și se trece C_2 pe poziția *2*. În acest moment bobina B limitează curentul de scurtcircuit al treptei *1* — *2*. Se trece apoi C_1 pe o poziție intermediară între *1* și *3*. Contactele C_1, C_2, selectorul S și contactorul K se află într-un recipient cu ulei separat de uleiul transformatorului, deoarece arcul electric care se produce la închiderea și deschiderea contactelor ar înrăutăți calitățile uleiului transformatorului. Asemenea scheme se întîlnesc rar.

b) *Schemele de reglare cu comutație fără curent* tind să înlocuiască schemele prezentate mai sus și au în plus două contactoare K_1 și K_2, care asigură comutația fără curent a contactoarelor C_1 și C_2. Pentru claritate, schemele se vor prezenta cu selectoare lineare, deși uzuale sînt selectoarele rotative. Contactul mobil C_1 (fig. 1.56) își schimbă poziția dacă K_1 și K sînt deschise, la fel contactul C_2 își schimbă poziția dacă K_2 și K sînt deschise, astfel comu-

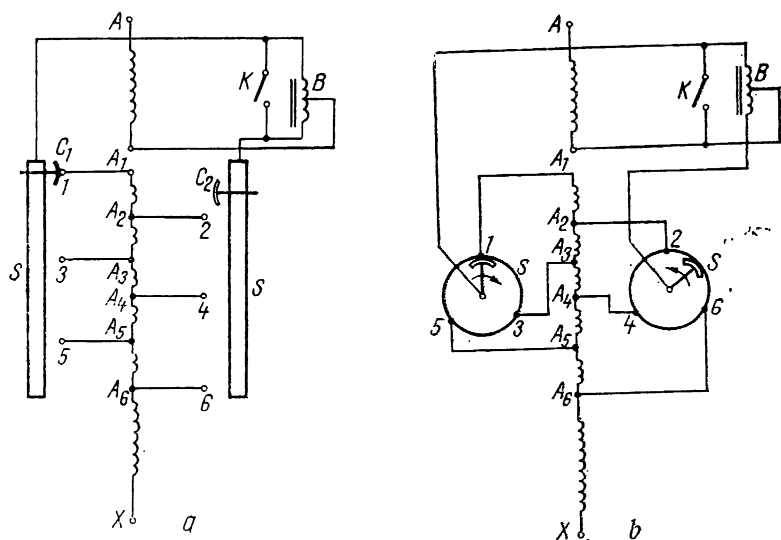


Fig. 1.55. Schemă de reglaj cu curent în borna de reglaj:
a — schema de principiu cu selectoare lineare; *b* — cu selectoare rotative.

tarea se face fără curent. Inițial K_1 închis, K și K_2 deschise, se trece C_2 pe poziția *2* și se închide K_2, se deschide K_1 și se trece C_1 pe o poziție intermediară. Contactoarele K, K_1, K_2 sînt într-o cuvă separată de uleiul transformatorului. Selectoarele S se pot monta direct în cuva transformatorului, deasupra jugului superior. Schema Jansen (fig. 1.57) utilizează rezistențele de limitare R_1 și R_2. Se pune contactul C_2 pe poziția *2*, apoi contactul T de pe poziția *1 — 2* pe poziția *2 — 4* (rezistențele R_1 și R_2 înseriate limitează curentul de scurtcircuit al treptei). Se trece T pe poziția *3 — 4* și C_1 pe o poziție intermediară, în timpul funcționării R_1 și R_2 sînt scurtcircuitate. Schema este cu acționare rapidă. O altă schemă de reglaj fără curent (fig. 1.58) în care Z poate fi o rezistență sau o bobină, permite schimbarea poziției

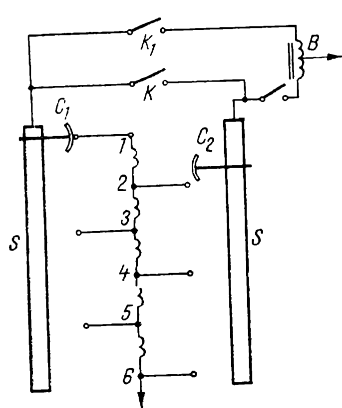


Fig. 1.56. Schemă de comutație fără curent.

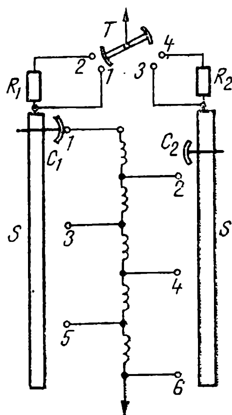


Fig. 1.57. Schema Jansen cu rezistențe.

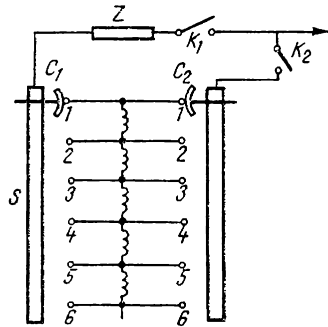


Fig. 1.58. Schema paralel.

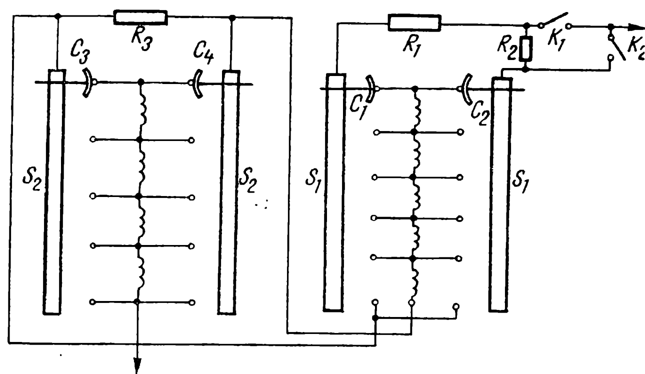


Fig. 1.59. Schema paralel cu reglaje grosiere și fine.

contactului C_1, cînd K_1 este deschis și K_2 închis. La fel C_2 își schimbă poziția pentru K_1 închis și K_2 deschis. Pentru un număr mare de trepte de reglaj se folosește schema din figura 1.59 care are N_1 trepte de reglaj fin pe selectorul S_1 și N_2 trepte de reglaj grosier pe selectorul S_2. O treaptă a selectorului S_2 are tot atîtea spire cîte se găsesc pe tot domeniul de reglaj al selectorului S_1. Pentru fiecare treaptă a lui S_2 se parcurg toate treptele lui S_1.

Mărirea numărului de trepte (dublarea) se realizează prin inversarea conexiunii treptei de reglaj (fig. 1.60). Contactoarele C_1 și C_2 asigură introducerea treptelor de reglaj *BR* fie adițional cu bobinajul *BP*, fie diferențial. Numărul treptelor de reglaj crește dacă se prevăd trepte de reglaj grosier și fin inversabile (fig. 1.61). În tabelul 1.4 se indică modul de alegere al schemei de reglaj.

Se poate renunța la rezistențe sau bobine dacă se utilizează tiristoare (fig. 1.59, *A*). Avantajele sînt: lipsa arderii contactelor, comutarea în cîteva μs, exact la trecerea prin zero a curentului, nici o cădere de tensiune la comutare, număr de comutări succesive nelimitat (la rezistențe este limitat din cauza încălzirii acestora). Astfel de scheme se utilizează deja la transformatoare pentru locomotive și sînt potrivite pentru transformatoarele care alimentează redresoare sau cuptoare.

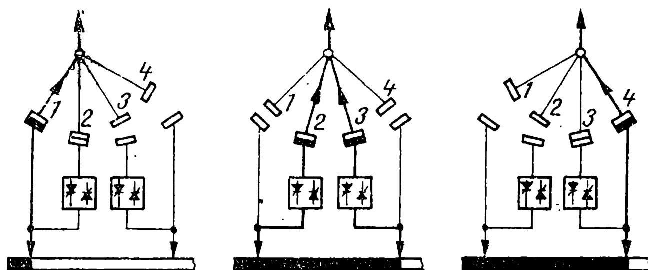


Fig. 1.59,A. Scheme de principiu cu tiristoare pentru reglajul tensiunii sub sarcină (moment inițial, moment intermediar, moment final).

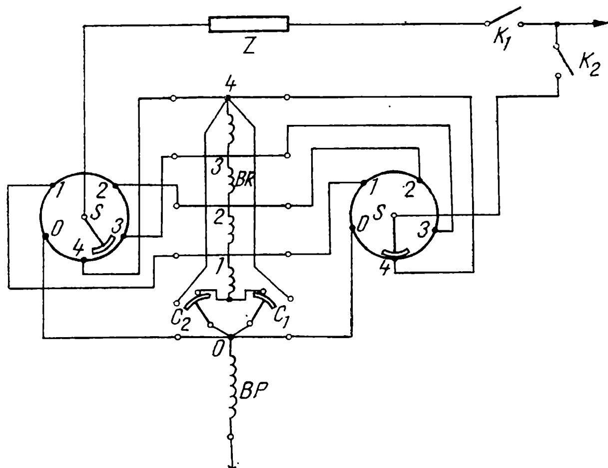


Fig. 1.60. Schemă cu inversarea bobinajului.

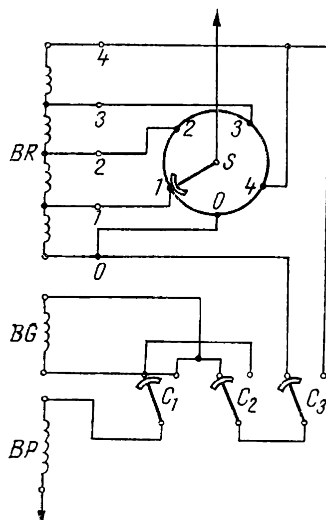


Fig. 1.61. Schemă cu inversarea bobinajului grosier și fin.

TABELUL 1.4. **Alegerea treptelor de reglaj**

Schema folosită	Numărul de trepte de reglaj	Tensiunea nominală a înfășurării [kV]	Puterea maximă, S_m pe treaptă [kVA]	Tensiunea maximă, U_m pe treaptă [kV]	Curentul maxim, I_m pe treaptă [A]
Fig. 1.55	1— 9	⩽15	50	1 —0,25	50— 200
Fig. 1.56	1—15	⩽35	200	2 —0,266	100— 750
Fig. 1.57	1—15	30—220	500	2,5—0,5	200—1000
Fig. 1.58	1—16	15—110	500	2,5—0,5	200—1000
Fig. 1.59	31—81	⩽110	500	2,5—0,5	200—1000
Fig. 1.60	1—31	⩽35	150	1,5—0,25	100— 600
Fig. 1.61	71—97	⩽60	200	2—0,266	100— 750

1.9.5.2. SCHEME CU TRANSFORMATOARE SPECIALE, ÎNSERIATE

Schema se compune din transformatorul principal *TP* a cărui tensiune se reglează și unul sau mai multe transformatoare suplimentare *TS* cu prize, care reglează indirect tensiunea.

Au următoarele avantaje: întreg dispozitivul de reglaj este separat de circuitul de înaltă tensiune (are izolație mai redusă); comutatorul de prize se proiectează la un curent mai mic decît cel reglat, simplifică bobinajul a cărui tensiune se reglează. Transformatorul suplimentar se construiește fie în aceeași cuvă cu cel principal, fie în cuvă separată. În schema de reglaj a tensiunii sub sarcină (fig. 1.62, *a*) transformatorul *TP* are trei bobinaje,

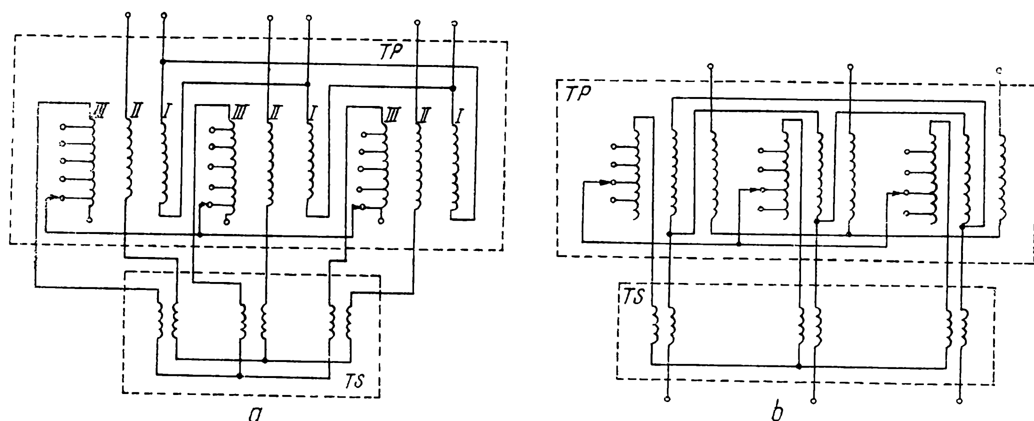


Fig. 1.62. Ansamblul de reglaj cu bobinajul reglat conectat în stea *(a)* și ansamblul de reglaj cu bobinajul reglat conectat în triunghi *(b)*.

bobinajul *I* este alimentat la o tensiune constantă, bobinajul *II* conectat în stea este destinat a i se regla tensiunea și bobinajul *III* este un bobinaj de reglaj. Bobinajul *II* poate fi conectat și în triunghi (fig. 1.62, *b*). Se întîlnesc scheme de reglaj și cu trei miezuri (fig. 1.63). Reglajul tensiunii la transformatorul *TP* de 110/10 kV se face înseriind în înfășurarea a cărei tensiune se reglează un transformator auxiliar *TA* excitat pe partea de 10 kV de un autotransformator cu prize, alimentat de la înfășurarea de 10 kV a transformatorului *TP*; izolația lui *TA* este mult mai scăzută și întreg ansamblul poate costa mai puțin decît un singur transformator cu un comutator cu prize de 110 kV. În rețelele electrice se realizează în medie pînă la 50 comutări pe zi (de la o priză la alta). Comutatoarele trebuie să suporte $10^4 \ldots 2.10^4$ comutări între două revizii succesive care se fac aproximativ anual.

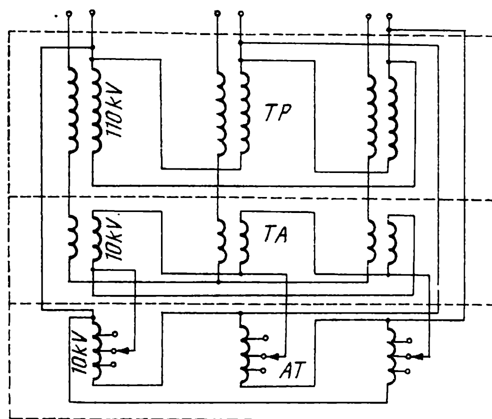


Fig. 1.63. Ansamblul de reglaj cu trei miezuri separate.

1.9.6. TRANSFORMATOARE PENTRU SCHIMBAREA NUMĂRULUI DE FAZE

Schimbarea numărului de faze în rețelele polifazate se poate realiza economic cu ajutorul transformatoarelor electrice.

a) Schimbarea numărului de faze de la $m = 3$ *la* $m = 2$. *Schema Scott.* Obținerea unui sistem difazat de tensiune se poate face folosind două transformatoare monofaze conectate ca în figura 1.64, *a*, unul notat cu T_1,

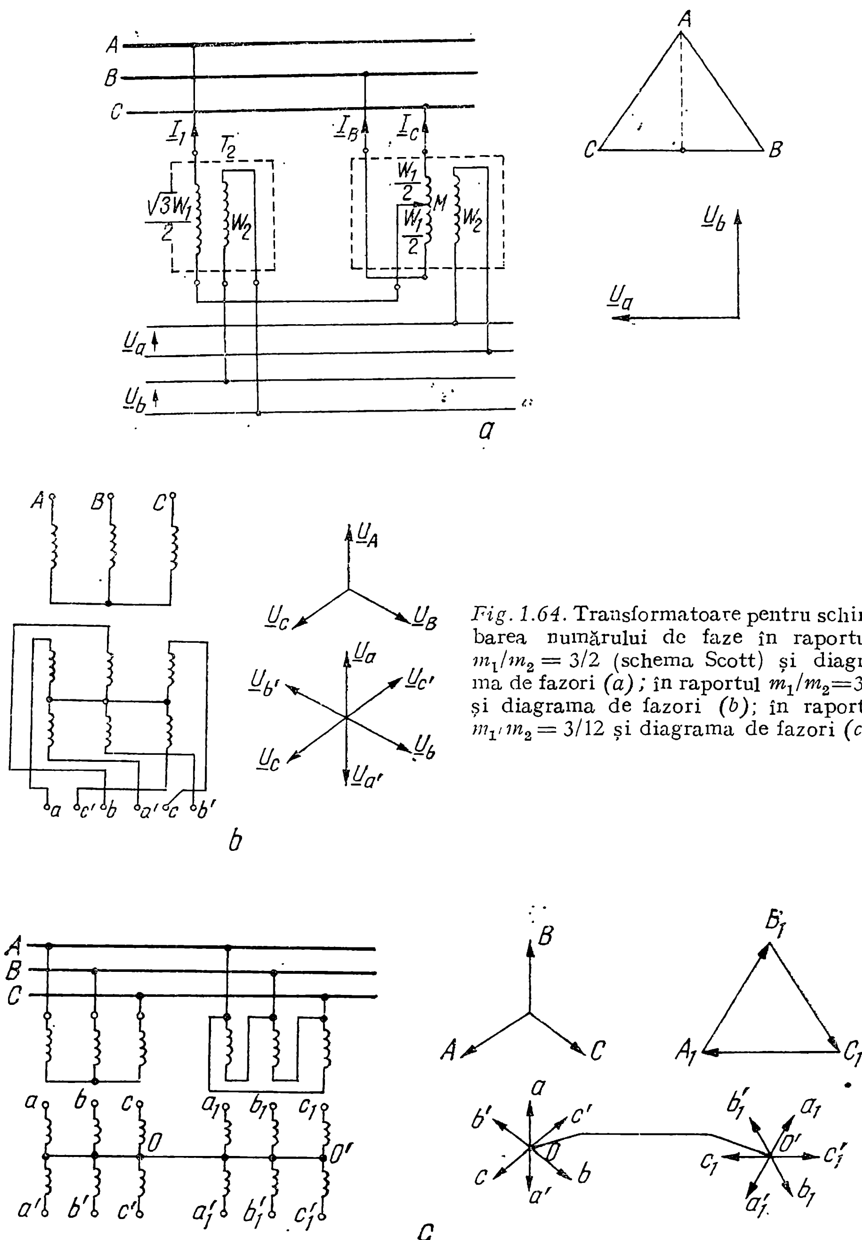


Fig. 1.64. Transformatoare pentru schimbarea numărului de faze în raportul: $m_1/m_2 = 3/2$ (schema Scott) și diagrama de fazori (*a*); în raportul $m_1/m_2=3/6$ și diagrama de fazori (*b*); în raportul $m_1/m_2 = 3/12$ și diagrama de fazori (*c*).

are raportul de transformare w_1/w_2, iar celălalt, notat T_2, are raportul de transformare $\sqrt{3}\ w_1/2\,w_2$. Transformatorul T_1 se alimentează cu o tensiune de linie de la două faze ale rețelei, iar transformatorul T_2 se alimentează de la faza a treia a rețelei de alimentare și de la o priză mediană a înfășurării primare a transformatorului T_1. În diagrama de fazori prezentată în figura 1.64, *a* se arată modul de transformare a unui sistem trifazat de tensiuni, într-unul difazat, folosind schema Scott alăturată.

b) Schimbarea numărului de faze de la $m = 3$ la $m = 6$

Pentru alimentarea instalațiilor de redresare hexafazate, se utilizează transformatoare care odată cu transformarea tensiunii și curentului schimbă și numărul de faze de la trei la șase.

Transformatorul pentru schimbarea numărului de faze de la $m_1 = 3$ la $m_2 = 6$ are secundarul format din două înfășurări trifazate conectate în stea, tensiunile la bornele înfășurărilor așezate pe aceeași coloană fiind în opoziție de fază. În figura 1.64, *b*, s-a reprezentat schema de conexiuni a înfășurărilor și diagramele de fazori ale tensiunilor.

c) Schimbarea numărului de faze de la $m = 3$ la $m = 12$

Transformatoarele care schimbă sistemele trifazate în sisteme dodecafazate se utilizează la alimentarea instalațiilor de redresare. Schimbarea numărului de faze se realizează cu ajutorul a două transformatoare dintre care unul are înfășurarea primară conectată în stea iar celălalt în triunghi. Înfășurările secundare ale celor două transformatoare sînt conectate în dublă stea și în acest caz se formează un sistem simetric dodecafazat (fig. 1.64, *c*).

1.10. REGIMURI TRANZITORII ÎN TRANSFORMATORUL ELECTRIC [2], [15]

1.10.1. REGIMUL TRANZITORIU LA CONECTAREA TRANSFORMATORULUI LA MERSUL ÎN GOL

Se presupune că transformatorul este conectat la o rețea, iar secundarul este în gol. Dacă tensiunea aplicată primarului pe o fază este $u_1 = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \gamma)$, să determinăm șocul de curent care parcurge înfășurarea primară de pe acea fază, imediat după cuplare, luînd în seamă saturația miezului transformatorului. Ecuația de tensiune a înfășurării primare la mersul în gol este $u_1 = R_1 i_{10} + w_1 \mathrm{d}\Phi_1/\mathrm{d}t$, în care i_{10} este curentul de mers în gol, $\Phi_1 = L_{11} i_{10}/w_1$ este fluxul magnetic total fascicular înlănțuit de spirele înfășurării (se consideră același flux fascicular pentru toate spirele), iar L_{11} este inductivitatea totală a înfășurării. Eliminăm curentul i_{10} din ecuația de mai sus și obținem:

$$w_1 \frac{R_1}{L_{11}} \Phi_1 + w_1 \frac{\mathrm{d}\Phi_1}{\mathrm{d}t} = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \gamma) \tag{1.75}$$

Inductivitatea L_{11} variază cu saturația miezului, încît ecuația (1.75) este neliniară. Se consideră în continuare că $L_{11} = \text{const.}$, și pentru a lucra acoperitor, se va lua pentru L_{11} valoarea maximă posibilă (corespunzătoare miezului magnetic nesaturat). În acest fel ecuația (1.75) devine lineară. Considerînd că $\Phi_1(0) = \Phi_{1rem}$, (fluxul inițial are valoarea fluxului remanent) soluția ecuației (1.75) se află prin integrare directă și rezultă

$$\Phi_1(t) = \Phi_{1m} [\mathrm{e}^{-t/\tau} \cdot \cos\gamma - \cos(\omega t + \gamma)] + \Phi_{1rem} \mathrm{e}^{-t/\tau}, \tag{1.76}$$

în care amplitudinea fluxului este $\Phi_{1m} = U_1 \sqrt{2}/\omega w_1$ iar $\tau = L_{11}/R$. În figura 1.65 s-a reprezentat grafic soluția (1.76).

Examinînd expresia (1.76) se constată că cel mai favorabil caz de conectare în gol a transformatorului este cînd $\Phi_{1rem} = 0$ și $\gamma = \pi/2$.

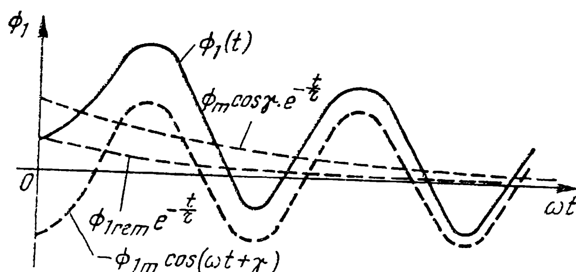


Fig. 1.65. Variația fluxului magnetic în timp, la conectarea transformatorului în gol.

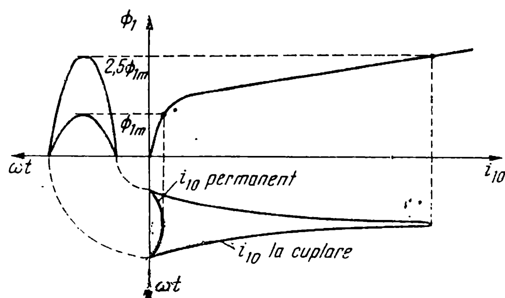


Fig. 1.66. Determinarea grafică a șocului de curent la cuplarea transformatorului la rețea în gol.

În acest caz fluxul prin miez este $\Phi_1(t) = -\Phi_{1m} \cos(\omega t + \pi/2)$, adică valoarea sa din regim permanent și deci nu există regim tranzitoriu. În această situație, tensiunea U_1 trece în momentul conectării prin valoarea maximă. Cazul cel mai defavorabil de conectare este atunci cînd $\gamma = 0$ (tensiunea u_1 trece prin zero) și fluxul remanent este maxim, $\Phi_{1rem} = (0{,}2 \div 0{,}3)\, \Phi_{1m}$.

În acest caz fluxul Φ_1 atinge valoarea maximă Φ_{1M} după aproximativ jumătate de perioadă, adică la momentul $t = \pi/\omega$, și această valoare este aproximativ $\Phi_{1M} \simeq 2{,}3\ \Phi_{1m}$ (s-a considerat $R_1 \ll \omega L_{11}$).

La asemenea șoc de flux, șocul de curent absorbit de transformator este extrem de mare, cum se vede și din figura 1.66. Acest șoc nu pune în pericol transformatorul, dar poate fi sesizat de aparatele de protecție și poate duce la deconectarea transformatorului de la rețea. Pentru a evita acest lucru se înseriază cu transformatorul o rezistență R a cărei valoare este (0,02 ... 0,05) U_{1n}/I_{1n}; U_{1n} și I_{1n} fiind valorile nominale ale primarului transformatorului. După cuplare această rezistență se scoate din circuit. La cuplarea transformatoarelor trifazate există totdeauna o fază la bornele căreia, în momentul inițial tensiunea este apropiată de zero. Pe acea fază șocul de curent este maxim.

1.10.2. REGIMUL TRANZITORIU LA SCURTCIRCUITUL TRIFAZAT

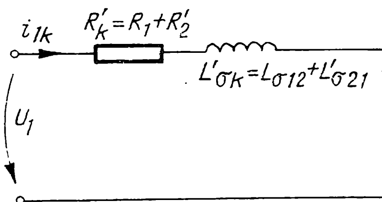


Fig. 1.67. Schema echivalentă simplificată a transformatorului la scurtcircuit.

În figura 1.67 se prezintă schema echivalentă simplificată a transformatorului la scurtcircuit. Ecuația de tensiuni aplicată acestei scheme este următoarea:

$$R'_k\, i_{1k} + L'_{\sigma k} \frac{\mathrm{d}\, i_{1k}}{\mathrm{d}\, t} = U_1 \sqrt{2} \sin(\omega t + \gamma). \tag{1.77}$$

Soluția acestei ecuații în ipoteza $i_{1k}(0) \simeq 0$ (curentul de scurtcircuit este mult mai mare decît curentul nominal) are forma:

$$i_{1k}(t) = I_{1k}\sqrt{2}\,[\sin(\omega t + \gamma - \varphi_k) - \sin(\gamma - \varphi_k)\,e^{-t/\tau_k}] \qquad (1.78)$$

în care s-au făcut notațiile:

$$I_{1k} = U_1/\sqrt{R_k'^2 + X_k'^2}\,; \quad \varphi_k = \operatorname{arctg}(\omega L'_{\sigma k}/R'_k)\,; \quad \tau_k = L'_{\sigma k}/R'_k. \qquad (1.79)$$

În figura 1.68 se reprezintă grafic acest curent. Dacă $\gamma = \varphi_k$, componenta aperiodică a curentului este nulă și regimul tranzitoriu este inexistent. Situația cea mai defavorabilă se înregistrează dacă unghiul de închidere este $\gamma = \varphi_k + \pi/2$. În acest caz curentul ia valoarea maximă după aproximativ o semiperioadă ($t = \pi/\omega$) și are expresia:

$$I_{1kM} = I_{1k}\sqrt{2}\,(1 + e^{-\pi/\omega\tau_k}) \simeq (1{,}2 \ldots 1{,}8)\,I_{1k}. \qquad (1.80)$$

Șocul de curent la scurtcircuit poate fi de maximum 1,8 ori mai mare decît curentul de scurtcircuit de regim permanent. Acest curent duce la încălziri relativ nepericuloase pentru transformator, deoarece aparatele de protecție deconectează după un timp scurt de la producerea scurtcircuitului, în schimb solicitările electrodinamice ale înfășurărilor pot căpăta valori periculoase. De aceea înfășurările se dimensionează să reziste pentru șocul maxim posibil al curentului de scurtcircuit, dat de relația (1.80). Componenta aperiodică a curentului de scurtcircuit se amortizează practic după $(3 \ldots 4)\tau_k$.

În figura 1.69 sînt reprezentate schematic înfășurările în cilindru ale unui transformator și forțele F_1 și F_2 care se exercită asupra lor. Cu sensurile curenților notate în figură aceste forțe sînt de respingere. Fie F_{x1}, F_{x2} componentele radiale ale forțelor F_1 și F_2 și F_{y1} și F_{y2} componentele lor axiale. Se vede că în cazul unor denivelări ale înfășurărilor pe înălțimea coloanei, forțele axiale tind să mărească aceste denivelări. Forțele radiale acționează astfel încît tind să mărească canalul dintre cele două înfășurări, adică întind înfășurarea exterioară și comprimă înfășurarea interioară. Dacă înfășurările au înălțimi egale acestea nu mai sînt solicitate la forțe axiale totale (fig. 1.70.*a*). Dacă înălțimile sînt inegale (fig. 1.70, *b*) atunci apar și forțe axiale care întind înfășurarea mai înaltă și o comprimă pe cea mai

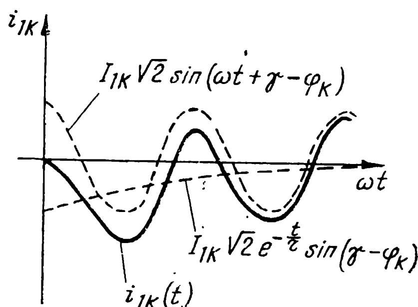


Fig. 1.68. Variația în timp a curentului primar la scurtcircuitarea secundarului transformatorului în situația cea mai defavorabilă.

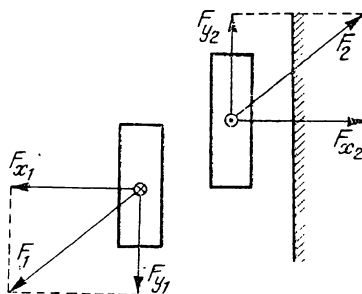


Fig. 1.69. Forțele care se exercită asupra înfășurărilor unui transformator electric.

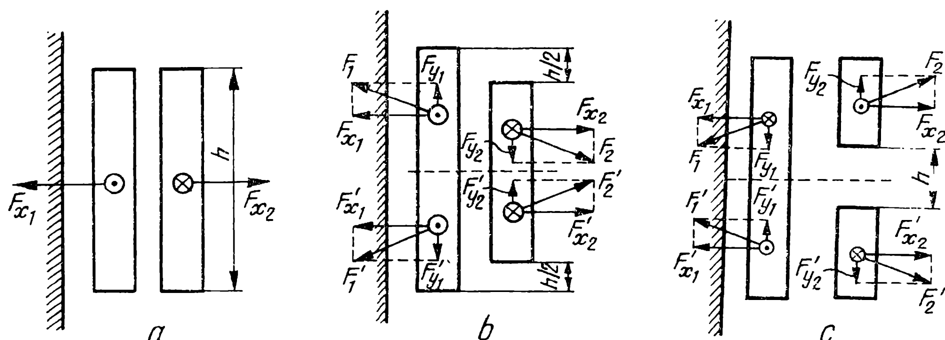


Fig. 1.70. Forțe electrodinamice:
a — înfășurări egale; *b* — înfășurări inegale; *c* — înfășurări neomogene.

scurtă. La înfășurările neomogene apar de asemenea forțe axiale și radiale cum se vede și din figura 1.70, *c*.

Calculul forțelor care se exercită asupra înfășurărilor unui transformator se poate face dacă se cunoaște cîmpul magnetic de dispersie în care se găsesc înfășurările.

Componentele axiale ale cîmpului magnetic de dispersie produc forțe radiale, iar componentele radiale produc forțe axiale.

Forțele axiale depind în mare măsură de distanța dintre înfășurări și miezul feromagnetic și sînt cele mai periculoase în cazul unui scurtcircuit.

Expresiile forțelor radiale și axiale. Forța radială F_x care se exercită asupra unei înfășurări se determină cu ajutorul teoremei forțelor generalizate, presupunînd o deplasare virtuală a înfășurării în direcție radială, în urma căreia distanța a_{12} variază

$$F_x = \left(\frac{\partial W_m}{\partial a_{12}}\right)_{i\,=\,\text{const.}} = \frac{\partial}{\partial a_{12}}\,(L_k\, i^2/2)_{i\,=\,\text{const.}}$$

în care i este curentul înfășurării la care este raportată inductivitatea L_k. Avînd în vedere relația (1.33) expresia forței radiale F_x, devine:

$$F_x = 0{,}5\,\mu_0\, w^2\, \pi\, D_m\, k_R\, i^2/H. \qquad (1.81,a)$$

Similar se determină expresia forței axiale F_y^* care se exercită asupra ambelor înfășurări, presupunînd o deplasare virtuală a înfășurărilor în direcția axială, în urma căreia variază înălțimea H.

$$F_y^* = \frac{\partial}{\partial H}\,(L_k\, i^2/2)_{i\,=\,\text{const.}} = 0{,}5\,\mu_0\, w^2\, \pi D_m\, a_R\, k_R\, i^2/H^2 \qquad (1.81,\, b)$$

în care $a_R = a_{12} + (a_1 + a_2)/3$. Forța axială care se exercită asupra unei singure înfășurări este $F_y = F_y^*/2$ și din relațiile (1.81, *a*) și (1.81, *b*) rezultă: $F_x/F_y = 2\,H/a_R$. Ținînd seama de relația (1.81, *a*) se determină forțele radiale de scurtcircuit F_{x1} și F_{x2} care acționează asupra celor două înfășurări,

$$F_{x1.2} = 0{,}5\,\mu_0\,(w_1\, I_{1.2\,kM})^2\, l_{m1.2}/\mathrm{H} \qquad (1.81,c)$$

în care $l_{m1.2}$ sînt lungimile spirelor medii ale celor două înfășurări, iar $I_{1.2\,kM}$ sînt curenții maximi de scurtcircuit determinați cu relația (1.80).

Pentru înfășurări ca în figura 1.70, *a*, forțele axiale F_{y1} și F_{y2} care acționează asupra celor două înfășurări au expresiile: $F_{y1,2} = F_{x1,2} \cdot \alpha$; pentru înfășurări ca în figura 1.70, *b*; $F_{y1} = F_{x1}(\alpha - \beta)$ și $F_{y2} = F_{x2}(\alpha + \beta)$; iar pentru înfăturări ca în figura 1.70, *c*: $F_{y1} = F_{x1}(\alpha + \beta)$ și $F_{y2} = F_{x2}$ $(\alpha - \beta)$, în care $F_{x1.2}$ sînt date de (1.81, *c*), $\alpha = a_R/(2H)$, $\beta = \dfrac{h}{4 k_R l^*}$.

Mărimea H este precizată în figura 1.70 *a*; h în figurile 1.70, *b* și *c*, iar l^* reprezintă distanța minimă dintre fierul coloanei și peretele interior al cuvei.

1.10.3. PROCESE TRANZITORII ÎN TRANSFORMATOARE LA SUPRATENSIUNI

Supratensiunile care ajung la bornele transformatoarelor pot fi atmosferice, care apar în urma descărcărilor electrice în vecinătatea instalațiilor electroenergetice sau chiar pe aceste instalații; și interne (sau de comutație) care apar la operațiile de conectare sau deconectare a liniilor și transformatoarelor sau în timpul regimurilor de avarie. Aceste supratensiuni depășesc nivelul tensiunilor nominale (cele atmosferice depășesc de 8—12 ori, iar cele interne de 2—8 ori) și se prezintă sub forma unor impulsuri aperiodice de scurtă durată sau sub forma unor unde periodice (fig. 1.71).

Viteza de propagare a acestor unde este apropiată de viteza luminii, iar frontul de undă (intervalul de timp dintre începutul undei, unde amplitudinea este nulă, pînă în momentul cînd amplitudinea devine maximă) este de ordinul microsecundelor.

Supratensiunile care depășesc tensiunile de funcționare de 2—3 ori se consideră nepericuloase.

a) *Schemele echivalente ale transformatorului supus supratensiunilor.* Datorită frecvenței mari cu care se desfășoară procesele tranzitorii de supratensiune, schemele electrice echivalente, deduse pentru regimul nominal de funcționare, nu mai sînt valabile. În afara inductivităților și rezistențelor mai apar capacitățile dintre spirele unei înfășurări (longitudinale), dintre spirele înfășurărilor și circuitul feromagnetic (transversale) precum și conductanțele dintre înfășurări și circuitul feromagnetic. În figura 1.72 se prezintă schema electrică echivalentă a înfășurărilor transformatorului la supratensiuni în care A — X reprezintă înfășurarea de înaltă tensiune și a — x cea de joasă tensiune. Cu R_1, L_1, C_1, G_1 s-au notat rezistența, inductivitatea, capacitatea și conductanța înfășurării de înaltă ten-

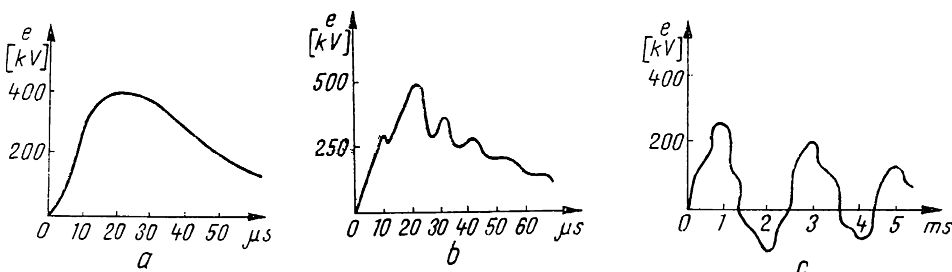


Fig. 1.71. Unde de supratensiune:
a — atmosferice; *b*, *c* — de comutație.

Fig. 1.72. Schema echivalentă a înfășurărilor transformatorului.

siune, raportate la unitatea de lungime, cu c_1 și g_1 capacitatea și conductanța între înfășurarea A — X și masă, cu C_{12} și G_{12} capacitatea și conductanța dintre cele două înfășurări, de asemenea raportate la unitatea de lungime.

Studiul fenomenelor pe baza unei astfel de scheme prezintă serioase dificultăți. O primă aproximație care concordă cu situația reală constă în neglijarea capacităților C_{12} și a conductanțelor G_{12}, G_1 și G_2. În acest caz schema electrică echivalentă se prezintă ca în figura 1.73. Ecuațiile care determină mărimile caracteristice se deduc pe baza figurii 1.73; curentul prin latura a—b:

$$i - \left(i + \frac{\partial i}{\partial x}\,\mathrm{d}x\right) = \left(\frac{\partial u}{\partial t}\,C + Gu\right)\mathrm{d}x$$

tensiunea la bornele a — a' se poate scrie:

$$\frac{\mathrm{d}x}{K}\int i_k\,\mathrm{d}t = \left(Ri_r + L\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t}\right)\mathrm{d}x = -\left(u + \frac{\partial u}{\partial x}\,\mathrm{d}x\right) + u.$$

Ecuațiile de mai sus pot fi restrînse sub forma:

$$-\frac{\partial i}{\partial x} = C\frac{\partial u}{\partial t} + Gu;\quad \frac{1}{K}\int i_k\mathrm{d}t = Ri_r + L\frac{\mathrm{d}i_r}{\mathrm{d}t} = -\frac{\partial u}{\partial x} \qquad (1.82)$$
$$i = i_r + i_k.$$

Din aceste ecuații se elimină curenții și se obține o ecuație diferențială pentru tensiune:

$$KL\frac{\partial^4 u}{\partial x^2\,\partial t^2} + KR\frac{\partial^3 u}{\partial x^2\,\partial t} + \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} - LC\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} -$$
$$-(RC + LG)\frac{\partial u}{\partial t} - RGu = 0. \qquad (1.83)$$

Parametrii R, L, K, C, G se numesc *parametri lineici* și se referă la unitatea de lungime a înfășurării. Ecuația (1.83) va fi particularizată pentru cîteva situații mai simple. Pentru $K = 0$ se obține ecuația liniilor electrice lungi.

Fig. 1.73. Referitoare la stabilirea ecuațiilor procesului tranzitoriu.

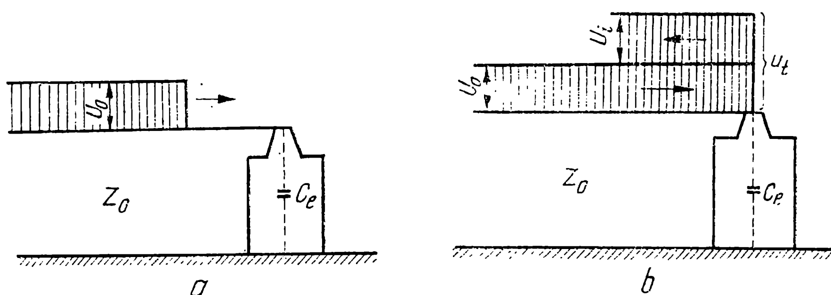


Fig. 1.74. Reflectarea undei de supratensiune la bornele transformatorului: a — unda incidentă; b — unda rezultantă (formată din unda incidentă $u_d = U_0$ și unda inversă u_i).

b) *Variația tensiunii la bornele transformatorului*

Fie o undă dreptunghiulară de tensiune (fig. 1.74) de amplitudine U_0 presupusă cunoscută care se propagă pe o linie fără pierderi ($G = 0$, $R = 0$) spre transformator; pentru liniile de transmisie a energiei electrice $K = 0$. În acest caz ecuația (1.83) devine:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = L_l C_l \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}. \qquad (1.84)$$

Pentru condiții inițiale nule soluția ecuației (1.84) se poate pune sub forma:

$u(x, t) = u_d(x - v_0 t) + u_i(x + v_0 t)$; $v_0 = 1/\sqrt{L_l C_l}$. Tensiunea care se propagă pe linie se compune din unda directă u_d și unda inversă u_i, avînd vitezele de propagare v_0 și respectiv $-v_0$. Pentru linia considerată $i_k = 0$ și $i_r = i$, din ecuația (1.82), rezultă expresia curentului i sub forma $i = (u_d - u_i)/Z_0$, mărimea $Z_0 = \sqrt{L_l/C_l}$ numindu-se *impedanța caracteristică a liniei* (uzual $Z_0 \cong 500\ \Omega$).

Datorită variației rapide în timp a tensiunilor și curenților, mai ales în primele momente, în schema electrică a transformatorului se pot elimina inductivitățile; rezistențele și conductanțele au de obicei valori mici și se pot neglija. În aceste condiții se obține o schemă simplificată pentru transformator (fig. 1.75) compusă numai din capacități, adică transformatorul poate fi echivalat cu o capacitate C_e. În consecință se pot scrie ecuațiile:

$$u = u_d + u_i;\ i = i_d + i_i = (u_d - u_i)/Z_0;\ u = \int_0^t i\,dt;\ u_d = U_0 \qquad (1.85)$$

din care rezultă $i = (2U_0 - 1/C_e \int_0^t i\,dt)/Z_0$, cu soluția:

$$i = \frac{2U_0}{Z_0} e^{-t/T_e}, \text{ unde } T_e = C_e Z_0 \simeq (50 \dots 0{,}05)\mu s.$$

Tensiunea la bornele transformatorului rezultă $u = 2U_0(1 - e^{-t/T_e})$.

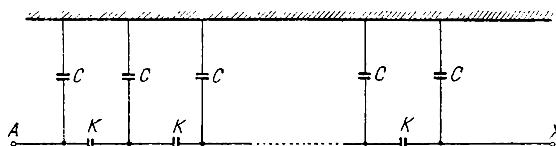


Fig. 1.75. Schema echivalentă capacitivă, simplificată, a transformatorului.

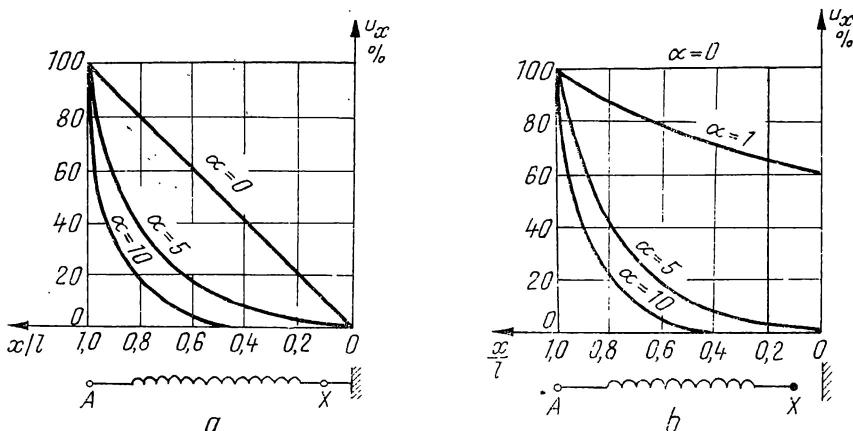


Fig. 1.76. Repartizarea tensiunii în momentul inițial în transformator: *a* — neutrul legat la pămînt; *b* — neutrul izolat.

c) *Repartizarea supratensiunilor de-a lungul înfășurărilor* se studiază pe baza schemei din figura 1.75, pentru care ecuația (1.83) devine:

$$\frac{\partial^4 u}{\partial x^2\, \partial t^2} = \alpha^2 \frac{\partial u^2}{\partial t^2} \text{ sau } \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} = \alpha^2 u; \quad \alpha = \sqrt{\frac{C}{K}}. \qquad (1.86)$$

Se consideră că la $t = 0$ nu există o altă distribuție de tensiune constantă în timp; factorul α depinde de construcția transformatorului.

Soluția ecuației (1.86) este de forma $u = A\,\mathrm{sh}\alpha x + B\mathrm{ch}\alpha x$. La transformatorul cu înfășurarea legată la masă (punctul de conexiune stea legat la masă), condițiile la limită sînt: $u = 0$ pentru $x = 0$ și $u = U$ pentru $x = l$, l fiind lungimea înfășurării, iar U tensiunea la intrare în momentul considerat. Din aceste condiții rezultă $A = U/\mathrm{sh}\,\alpha l$ și $B = 0$ și deci

$$u_x = U\,\mathrm{sh}\,\alpha x/\mathrm{sh}\,\alpha l. \qquad (1.87, a)$$

În figura 1.76, *a* s-a reprezentat grafic funcția $u_x^* = u_x/U$ în funcție de x/l, pentru diferite valori ale parametrului αl.

La un transformator cu înfășurarea izolată față de masă, condițiile la limită sînt $q = 0$ pentru $x = 0$ și $u = U$ pentru $x = l$. Din ecuațiile (1.82) rezultă $q/K = \frac{1}{K}\int i\,\mathrm{d}t = -\frac{du}{\mathrm{d}x}$, deci $q = 0$ conduce la $\mathrm{d}u/\mathrm{d}x = 0$. Se obțin expresiile constantelor de integrare $A = 0$, $B = U/\mathrm{ch}\alpha l$, iar soluția în acest caz devine:

$$u_x = U\,\mathrm{ch}\,\alpha\, x/\mathrm{ch}\,\alpha l. \qquad (1.87, b)$$

În figura 1.76, *b* s-a reprezentat grafic funcția $u_x^* = u_x/U$, pentru diferite valori ale parametrului αl.

Gradientul de potențial la borna de intrare a înfășurării este:

— la înfășurarea legată la masă:

$$\left.\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}x}\right|_{x=l} = \alpha U\,\mathrm{cth}\,\alpha l.$$

— la înfășurarea izolată față de masă:

$$\left.\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}x}\right|_{x=l} = \alpha U\,\mathrm{th}\,\alpha l.$$

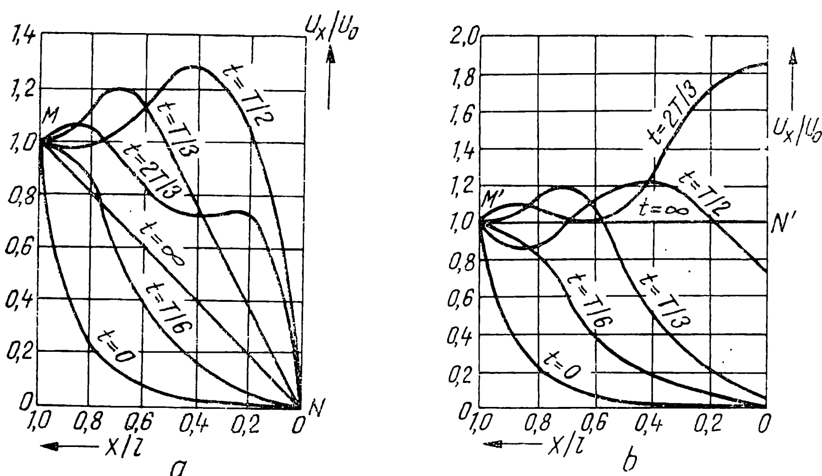


Fig. 1.77. Repartizarea tensiunii în lungul înfășurărilor la diverse momente de timp:

a — neutrul legat la pămînt; *b* — neutrul izolat.

Pentru $\alpha l \geqslant 5$, gradientul de potențial are valoarea aproximativă αU_0, indiferent dacă înfășurarea este legată la masă sau este izolată. Supratensiunile se repartizează inegal de-a lungul înfășurării. Aproape întreaga tensiune se distribuie pe primele 20 procente din lungimea înfășurării, măsurată de la intrarea în transformator. De aceea spirele de intrare ale înfășurărilor transformatorului trebuie să aibă izolația întărită.

Evoluția undei de supratensiune în timp. În figura 1.76 se prezintă repartizarea tensiunii de intrare u_i în momentul inițial. Din acest moment începe procesul tranzitoriu de propagare, la sfîrșitul căruia tensiunea se repartizează uniform pe lungimea înfășurărilor (dreptele MN și $M'N'$ din figura 1.77, *a*, respectiv 1.77, *b*). Dacă se dezvoltă în serie de armonici, diferența de tensiune dintre repartiția inițială ($t = 0$) și finală ($t = \infty$) se obțin armonicile superioare de propagare ale tensiunii care sînt semiunde de diverse ordine (două categorii de armonici; una pentru cazul neutrului izolat și alta pentru cazul neutrului pus la pămînt). Aceste armonici se propagă în lungul înfășurării cu viteze diferite. Din această cauză unda de supratensiune care pătrunde în transformator se deformează continuu. Rezistența de undă a înfășurării transformatorului nu mai este constantă, ca în cazul unei linii de transport, ci este funcție de ordinul armonicii.

Protecția transformatoarelor contra supratensiunilor. Măsurile de protecție ale transformatoarelor împotriva supratensiunilor sînt de două categorii: exterioare și interioare. Măsurile exterioare acționează asupra undei, făcînd-o inofensivă înainte de a ajunge la transformator de exemplu, folosirea eclatoarelor.Măsurile interioare se referă atît la întărirea izolației capetelor înfășurărilor (singura metodă pentru bobinaj cu $u_m \leqslant 38{,}5$ kV) cît și la protecțiile capacitive (care au ca scop micșorarea parametrului α, adică uniformizarea repartiției tensiunii în lungul înfășurărilor).

Repartizarea uniformă a tensiunii pe înfășurare se face atunci cînd capacitățile față de sistemul feromagnetic ar fi nule. Acest lucru este practic imposibil, dar se pot compensa curenții necesari pentru încărcarea capacităților față de miez prin curenți care vin din linie, printr-un sistem de capa-

cități suplimentare, legate la linie. Aceste capacități suplimentare, în multe cazuri, se realizează astfel:

a) Se folosește un ecran confecționat din material izolant cu suprafața metalizată și legat la capătul de intrare al înfășurării cum se arată în figura 1.78, *a*.

b) Transformatorul se echipează cu un inel de ecranare (inel de gardă) secționat, care se confecționează din material nemagnetic, cu suprafața metalizată, așezat în apropierea primei bobine de la capătul înfășurării legat la linie (fig. 1.78, *b*). Inelul se leagă electric cu prima spiră a înfășurării.

c) Se pun în paralel pe înfășurare condensatoare suplimentare C_s calculate corespunzător (fig. 1.78, *c*). Prin aceasta se sporește capacitatea dintre spirele înfășurării în raport cu capacitatea de miez, adică se micșorează valoarea lui α. Pentru a nu apărea fenomene de rezonanță între capacitățile C_s și bobinele transformatorului, condensatoarele de protecție C_s se conectează în serie cu rezistențe r.

O altă schemă utilizează eclatoare în serie cu rezistențe (similar schemelor de condensatoare). Eclatoarele se montează între borna de intrare și cuva transformatorului. La apariția unor supratensiuni mai mari decît tensiunea

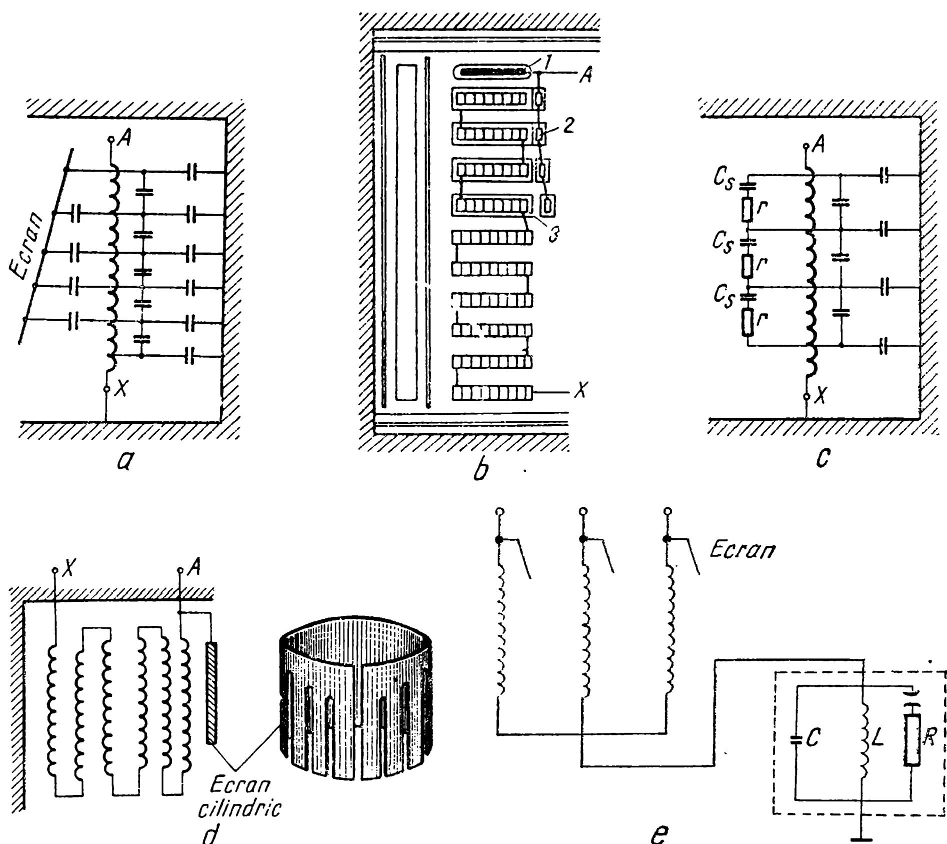


Fig. 1.78. Protecții capacitive ale transformatorului la supratensiuni:
a — cu ecran de protecție; *b* — cu inel de gardă: *1* — inel capacitiv; *2* — ecran electrostatic; *3* — spire cu izolație întărită; *c* — cu capacități suplimentare; *d* — înfășurare stratificată echipată cu ecran cilindric; *e* — punerea la pămînt a punctului neutru al unui transformator.

de străpungere a aerului se produce un arc electric între electrozii eclatorului și sarcina electrică se descarcă la masă (rezistența r atenuează oscilațiile amorsate). Transformatorul cu astfel de dispozitive de atenuare a oscilațiilor se numesc transformatoare rezonante; aceste transformatoare se comportă bine la supratensiuni însă construcția lor este mai complicată.

În practică se utilizează multe scheme de protecție a transformatorului la supratensiuni.

La înfășurările continue în galeți ale transformatoarelor mari se realizează intercalarea spirelor la primii galeți, spirele înfășurării nu mai sînt așezate alăturat ci sînt intercalate cu alte spire. Intercalarea se obține prin bobinarea unei perechi de galeți cu două conductoare în paralel, care după bobinare se conectează în serie; se mărește astfel capacitatea între spirele relativ îndepărtate ale porțiunii de înfășurare dinspre borna de intrare.

Descărcătoarele de rezistență variabilă se conectează între linia electrică și pămînt. La valoarea nominală a tensiunii liniei rezistența electrică a descărcătoarelor este foarte mare. La apariția supratensiunilor, rezistența descărcătoarelor scade rapid și unda de tensiune este limitată.

Neutrul, din punctul de vedere al solicitării izolației la supratensiuni, este mai bine să fie pus la pămînt. Punerea directă a nulului la pămînt face ca, în eventualitatea ajungerii la pămînt a unei faze a liniei de transport, faza respectivă a transformatorului să fie scurtcircuitată. Pentru înlăturarea acestei situații uneori nulul se pune la pămînt prin intermediul unei bobine, dimensionată astfel încît la tensiunea fazei respective să treacă prin bobină un curent admisibil.

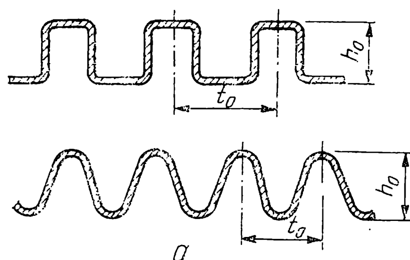
Bobina singură izolează neutrul la supratensiuni, fapt care se evită prin conectarea în paralel cu bobina a unui condensator c care la supratensiuni în primul moment realizează punerea neutrului la pămînt. Pentru amortizarea oscilațiilor în paralel cu bobina și condensatorul se conectează încă un rezistor R în serie cu un eclator E (fig. 1.78, *e*).

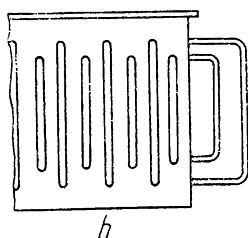
1.11. ÎNCĂLZIREA ȘI RĂCIREA TRANSFORMATOARELOR

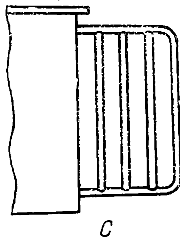
Pierderile în fier se transformă ireversibil în căldură producînd încălzirea miezului magnetic, la fel pierderile în cupru conduc la încălzirea înfășurărilor transformatorului. Această căldură trebuie evacuată în exteriorul transformatorului.

La transformatoarele de putere redusă suprafețele înfășurărilor și ale circuitului magnetic rezultate din construcție sînt destul de mari pentru a asigura răcirea necesară, astfel ca temperaturile respective să nu depășească temperaturile limită fixate prin norme. Asemenea transformatoare funcționează direct în aerul ambiant și se răcesc în mod natural. Transformatoarele din această categorie se numesc transformatoare uscate.

Marea majoritate a transformatoarelor se construiesc cu răcire în baie de ulei. Uleiul asigură o evacuare intensă, prin convecție, a căldurii din înfășurări și din miezul transformatorului. Într-o asemenea construcție transformatorul se dispune într-o cuvă de oțel, care apoi este umplută cu ulei mineral. Pe lîngă rolul de a asigura transformatorului o bună răcire, uleiul îl are și pe acela de a-i asigura și o izolație mai bună. Datorită acestei proprietăți, s-au putut construi transformatoare la tensiuni de peste 500 kV. Uleiul prezintă o mare rezistență la străpungere; fiind fluid umple toate spațiile libere







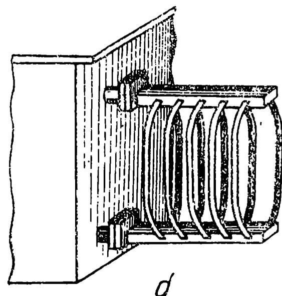


Fig. 1.79. Referitoare la răcirea cuvei transformatorului:
a — cuvă ondulată; *b* — cuvă cu țevi; *c* — cuvă cu lire; *d* — cuvă cu radiatoare.

ale transformatorului sporind pretutindeni rezistența de izolație. Pe lîngă aceasta, dacă într-un punct oarecare izolația cedează, uleiul intervine stingînd imediat arcul și umplînd locul respectiv care altfel ar rămîne neizolat. Alături de avantajele descrise uleiul de transformator prezintă și dezavantaje: este inflamabil, are o stabilitate chimică nesatisfăcătoare și dă, prin descompunere, produse inflamabile.

Fiind stabilit echilibrul termic al transformatorului întreaga căldură produsă în transformator este transmisă mediului ambiant prin suprafața exterioară a cuvei (de către ulei) și prin dispozitivele speciale de răcire ale transformatoarelor. Cuva reprezintă un element important în procesul de răcire. Cuva se prezintă sub mai multe forme constructive.

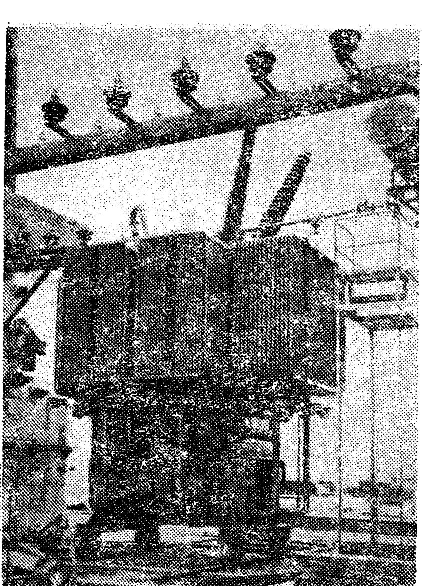
Cuva cu pereți netezi se utilizează pentru transformatoare a căror putere nu depășește 30 kVA.

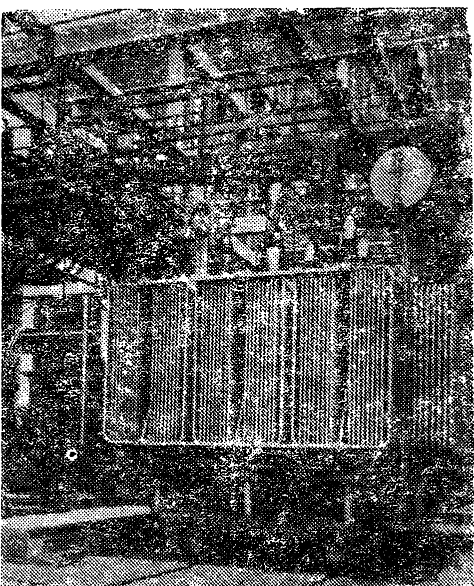
Cînd puterea transformatorului este de 30—1 000 kVA cuva se poate construi cu ondule de răcire, (figura 1.79, *a*). Transformatoarele prevăzute cu cuve cu pereți ondulați pot atinge puteri de cîteva mii de kVA.

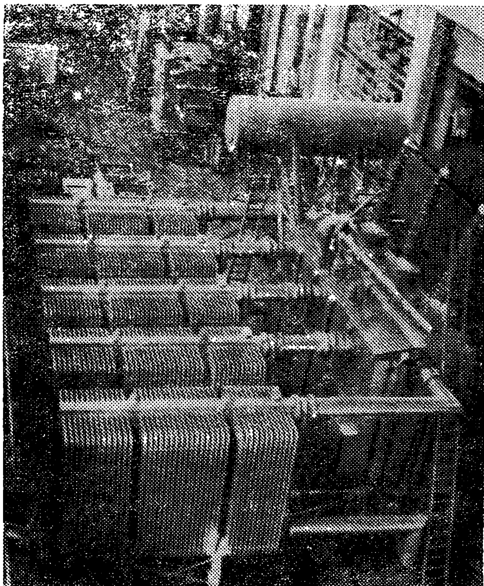
Aceste cuve au dimensiuni relativ mari, rezistență mecanică insuficientă și o eficacitate relativ redusă. Astăzi sînt înlocuite aproape complet de către cuvele cu țevi. Cuva cu țevi este reprezentată în figura 1.79, *b*. Ea se execută cu pereți netezi și se adaugă prin sudare țevi rotunde din oțel cu diametrul exterior de 40 ... 50 mm și grosime de 2 ... 3 mm. Distanțele între axele a două țevi vecine se ia de 75 mm. Pentru a se mări suprafața de răcire, țevile se așază în 1—5 rînduri, de obicei alternate.

O altă variantă a cuvei cu țevi este cuva tip liră (fig. 1.79, *c*). Această construcție este caracterizată prin faptul că toate țevile au aceeași lungime, iar numărul de orificii în cuvă este mai mic.

Cuvele cu radiatoare conduc la o mărire și mai mare a suprafeței de răcire a transformatorului (fig. 1.79, *d*). Aceste radiatoare formate dintr-un șir de țevi comunică între ele în partea inferioară și superioară prin două colectoare. Radiatoarele pot fi sudate de pereții cuvei sau fixate prin flanșe cu garnituri și șuruburi. Fixarea prin flanșe cu șuruburi se aplică la transformatoarele ale căror dimensiuni depășesc gabaritul de cale ferată.


A


B


D

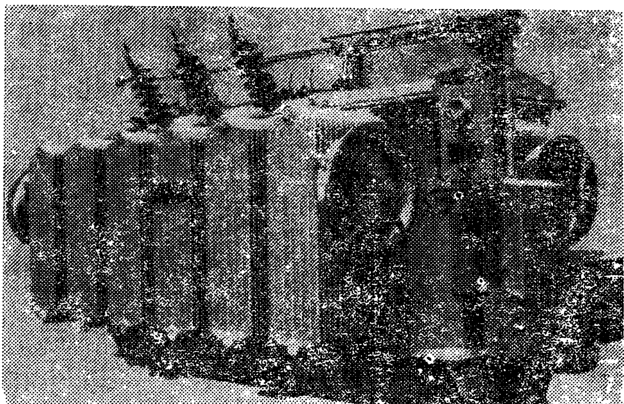

C

Fig. 1.79,*A*. Transformator monofazat ACEC (Belgia) cu datele nominale: $S_n = 46$ MVA. $U_1 = 14{,}5$ kV; $U_2 = 233$ kV (trei asemenea unități formează o unitate trifazată cu $S_n = 138$ MVA).

Fig. 1.79,*B*. Transformator trifazat ACEC (Belgia) cu datele nominale: $S_n = 68$ MVA, $U_1 = 75$ kV; $U_2 = 11{,}5$ kV.

Fig. 1.79,*C*. Transformator trifazat (CEM) cu datele nominale: 20/26,6 MVA; 63+9−6,3%/5,5 kV; cu reglaj sub sarcină.

Fig. 1.79,*D*. Transformator trifazat ACEC (Belgia) cu datele nominale: 154 MVA; 15/156,5 kV (cu baterii de radiatoare separate — 5 baterii).

Țevile se așază pe cîteva rînduri și uneori li se dă o formă elipsoidală în secțiune pentru a reduce cantitatea de ulei la aceeași suprafață de răcire.

La transformatoarele de foarte mare putere se activează răcirea transformatorului: *a*) printr-o ventilație forțată a radiatoarelor, *b*) printr-o circulație forțată a uleiului și răcirea lui într-un dispozitiv special.

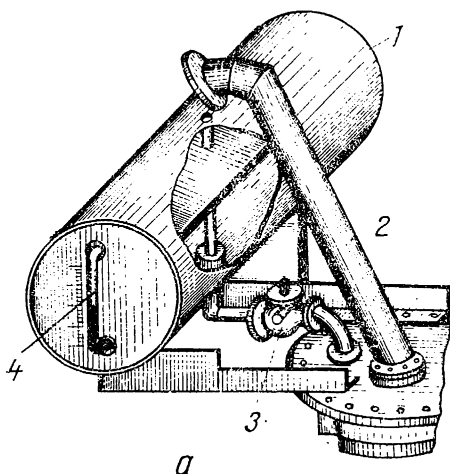
În figurile 1.79, A — 1.79, D se prezintă diferite tipuri de transformatoare electrice de putere.

1.12. DISPOZITIVE DE CONTROL ȘI PROTECȚIE. ACCESORII

a) *Conservatorul de ulei* se prevede la transformatoare cu puteri peste 100 kVA și are rolul de a evita contactul direct al uleiului cald din cuvă cu aerul, ceea ce ar produce oxidarea și umezirea uleiului cu consecințe nedorite. Conservatorul are de obicei o formă cilindrică cu raportul între lungime și diametru cuprins în gama 2 ... 3. El se așază pe capacul cuvei, pe latura îngustă a acestuia. Conservatorul comunică printr-un tub cu uleiul din interiorul cuvei și prin alt tub cu atmosfera. Pe traseul primului tub se așază releul de gaze al transformatorului și pe traseul celui de al doilea tub se așază un filtru de aer (fig. 1.80, *a*). Capacitatea conservatorului se alege în așa fel încît să asigure prezența în el a uleiului în orice regim de funcționare a transformatorului. Uzual această capacitate reprezintă circa 10% din volumul total al uleiului transformatorului.

În ultimul timp, la transformatoarele de puteri mari s-a răspîndit conservatorul cu membrană elastică care se prezintă în figura 1.80, *b*. Acest tip de conservator va găsi o largă utilizare dată fiind simplitatea sa constructivă și deservirea simplă în timpul funcționării. Grosimea tablei pentru conservatoare se alege în funcție de diametrul D al conservatorului și anume 1,5 mm pentru D = 150 ... 350 mm, 2 mm pentru D = 350 ... 650 mm și 3 mm pentru D = 650 — 1 000 mm.

b) *Releul de gaze* sau releul Buchholz are rolul de a proteja transformatorul împotriva unor încălziri locale provocate de defectarea izolației



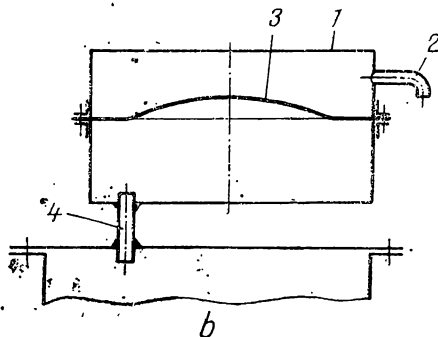


Fig. 1.80. Conservatoare de ulei:
a — cu tub de evacuare a gazelor: *1* — conservator; *2* — supapă de siguranță; *3* — releu de gaze; *4* — indicator de ulei; *b* — cu membrană elastică: *1* — conservator din două părți; *2* — intrarea aerului; *3* — membrană elastică din material plastic; *4* — țeavă de legătură între conservator și cuvă.

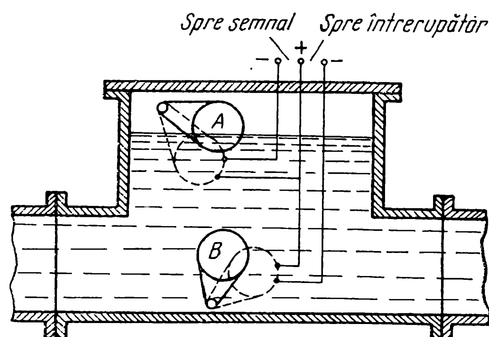


Fig. 1.81. Releu de gaze.

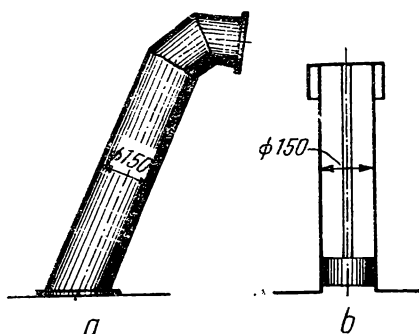


Fig. 1.82. Supape de siguranță:
a — cu membrană; *b* — cu piston.

principale sau izolației între spire, defectarea miezului etc., în urma cărora rezultă gaze ca produse de descompunere. Schema releului de gaze este prezentată în figura 1.81. În stare normală, releul este în întregime umplut cu ulei. Cînd apar gaze în transformator, acestea se adună în partea superioară a releului și coboară treptat nivelul uleiului. Odată cu uleiul coboară și plutitorul superior *A*, care închide circuitul dispozitivului de semnalizare, avertizînd personalul de control. Dacă în urma unei avarii mai serioase procesul de evacuare a uleiului din cuvă devine intens, atunci gazul acționează direct plutitorul *B* care coborîndu-se, închide circuitul de comandă al întrerupătorului automat și scoate transformatorul de sub tensiune. Releul de gaze semnalizează și pierderile de ulei din transformator. Cînd nivelul uleiului scade și releul rămîne fără ulei, acesta întrerupe transformatorul..

c) *Supapa de siguranță* protejează transformatorul contra exploziilor ca urmare a unei presiuni interioare foarte mari. În figura 1.82, *a* se prezintă construcția supapei de siguranță cu membrană de sticlă sau pertinax. Poziția înclinată a țevii permite, în caz de explozie, evacuarea uleiului dincolo de capacul transformatorului. În figura 1.82, *b* se dă o altă variantă a supapei de siguranță la care țeava este închisă în partea de jos printr-un piston de pîslă iar în partea de sus printr-un capac etanș. În caz de explozie pistonul se ridică și deschide capacul.

d) *Izolatoarele de trecere* ale transformatoarelor servesc la trecerea prin capacul cuvei a conductoarelor care realizează conectarea înfășurărilor la bornele exterioare cuvei. Izolatoarele de trecere utilizate în mod curent sînt de tip exterior (STAS 689/61; STAS 5851-78 și se aleg funcție de tensiunea și curentul nominal corespunzător bornei respective.

Izolatorul se compune dintr-o parte izolantă și dintr-o parte conductoare; pînă la tensiunea de 35 kV elementul conductor se realizează din tije conductoare, din oțel (pînă la 50A), din alamă (pînă la 160 A) sau din cupru (la curenți de peste 200 A); pentru tensiuni înalte, în general în locul tijei se folosește un conductor flexibil pentru care se admite o densitate de curent de 1,5—2 A/mm². Diamentrul D_t al tijei izolatorului se alege funcție de curentul I al bornei (tabelul 1.5). La izolatoarele de trecere pentru curenți sub 1 000 A, rolul bornei de rețea este îndeplinit de partea filetată a tijei prevăzută cu piulițe, iar pentru curenți mai mari se prevăd cleme speciale fixate pe capătul de ieșire al tijei.

La izolatoarele de trecere cu tensiuni peste 6 kV se utilizează coarne de protecție, (două tije: una montată la borna izolatorului și alta montată

TABELUL 1.5. **Diametrele tijelor conductoare pentru izolatoarele de trecere**

I	[A]	200	600	1000	2000	3000
D_t	[mm]	12	20	30	42	47

TABELUL 1.6 **Distanța dintre coarne funcție de tensiunea nominală**

U_n	[kV]	10	20	30	45
c	[mm]	110	170	235	330

TABELUL 1.7 **Distanțele minime între elementele sub tensiune și elementele metalice de pe capacul transformatorului**

Un [kV]	6	10	35	110	150	220
Bornă-elemente capac [mm]	90	135	330	900	1 270	1 770
Bornă-conservator [mm]	110	140	349	965	1 340	1 925

pe capacul cuvei) distanța c dintre acestea este funcție de tensiunea nominală U_n (tabelul 1.6). Pentru a mări tensiunea descărcărilor pe suprafața exterioară a izolatorului, la trecerea prin capac se folosește frecvent metalizarea suprafeței izolatorului în această zonă, îmbunătățindu-se distribuția cîmpului electric. Capătul sectorului metalizat are o formă rotunjită.

Distanțele minime între bornele metalice ale izolatoarelor și părțile metalice ale transformatorului sînt date în tabelul 1.7. Respectarea acestor distanțe conduce deseori la montarea izolatoarelor pe capac în poziție înclinată.

Datorită curentului I care parcurge tija, în capac se produc pierderi prin curenți turbionari, pentru $I > 600$ A aceste pierderi conduc la o încălzire locală a capacului inadmisibilă. Pentru micșorarea pierderilor, în zona dintre izolatoare se prevăd fante în capac umplute cu un material solid nemagnetic. Lățimea fantelor este de 5—20 mm, funcție de mărimea curentului. La curenți foarte mari se montează adeseori ansambluri de izolatoare de trecere, în paralel.

La tensiuni $U_n \geqslant 60$ kV se întîlnesc cîteva construcții tipice de izolatoare de trecere: izolatoare de trecere cu ulei, izolatoare de trecere tip condensator.

Izolatorul de trecere cu ulei are o construcție simplă, rolul izolației îl îndeplinește uleiul, separat de dielectricul solid prin paravane (de obicei din pertinax). Aceste paravane pot avea incluziuni metalice prestate și în acest caz izolatorul are o construcție intermediară între un izolator de trecere obișnuit și unul de tip condensator.

Pentru transformatoarele cu tensiune $U_n \leqslant 35$ kV se utilizează izolatoare din porțelan cu aer sau ulei; pentru transformatoarele cu $U_n \geqslant 110$ kV se utilizează izolatoare cu ulei în a căror cavitate interioară se dispun o serie de cilindri din hîrtie bachelizată dispuși concentric (în figura 1.83 se prezintă un izolator de 110 kV).

Dimensiunile și greutatea izolatoarelor cresc repede cu tensiunea (de exemplu pentru $U_n = 110$ kV și 220 kV înălțimea totală a izolatoarelor este de 2 500 mm și respectiv 4 490 mm, iar greutatea de 340 kg și respectiv 1 150 kg). Izolatorul de trecere este umplut cu ulei din cuva transformatorului în care caz condensatorul de ulei trebuie ridicat la o înălțime corespunzătoare, sau în alte variante constructive pentru tensiuni mari izolatorul este prevăzut cu un rezervor propriu de ulei.

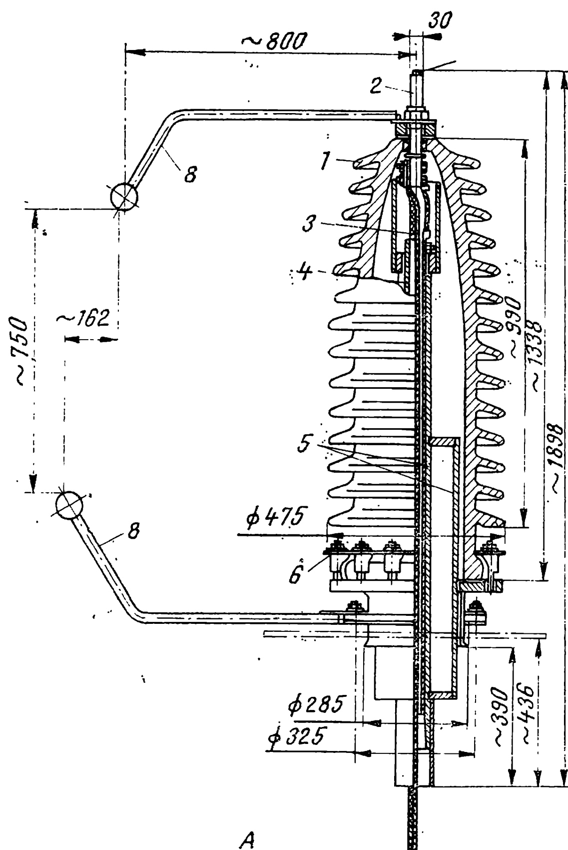


Fig. 1.83. Izolator de trecere de tip exterior cu ulei pentru 110 kV (conform DIN):

1 — corp de porțelan; 2 — bornă; 3 — conductor; 4 — tub de evacuare; 5 — ecrane de pertinax; 6 — șuruburi de fixare; 7 — orificiul de aerisire; 8 — coarne de protecție.

Izolatoarele de trecere tip condensator sînt folosite frecvent pentru tensiunile cele mai înalte datorită dimensiunilor relativ reduse și siguranței mari în exploatare. Izolația propriu-zisă este pertinaxul; între straturile de hîrtie sînt dispuse ecrane metalice pentru o repartiție cît mai uniformă a cîmpului electric. Izolatoarele de trecere de tip exterior sînt prevăzute cu manta exterioară din porțelan, care constituie izolația de suprafață și protejează izolatorul din punct de vedere mecanic, mantaua este umplută cu ulei. Aceste izolatoare au o tehnologie mai complicată.

e) *Comutatoarele de prize pentru reglarea tensiunii în gol* servesc la reglarea tensiunii prin modificarea numărului de spire, transformatorul fiind deconectat de la rețea. Construcția comutatorului depinde de tensiunea și curentul nominal și de puterea transformatorului. Comutatoarele care reglează tensiunea între limitele ±5% pot fi cu deplasare liniară (fig. 1.84) sau cu deplasare circulară (fig. 1.85 și 1.85, *A*). Comutatorul din figura 1.84 este folosit pentru curenți pînă la 60 A și tensiuni pînă la 30 kV la transformatoarele cu conexiune stea sau triunghi,

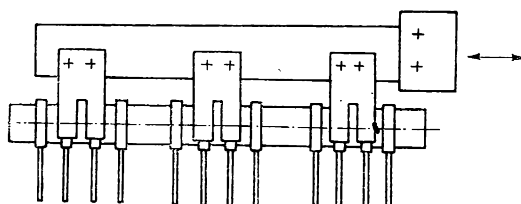


Fig. 1.84. Comutator de prize liniar.

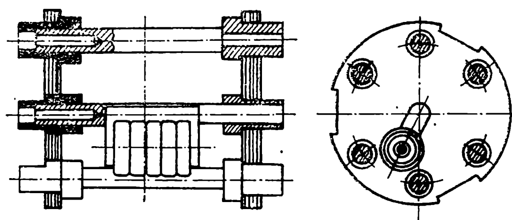


Fig. 1.85. Comutator de prize cu deplasare circulară.

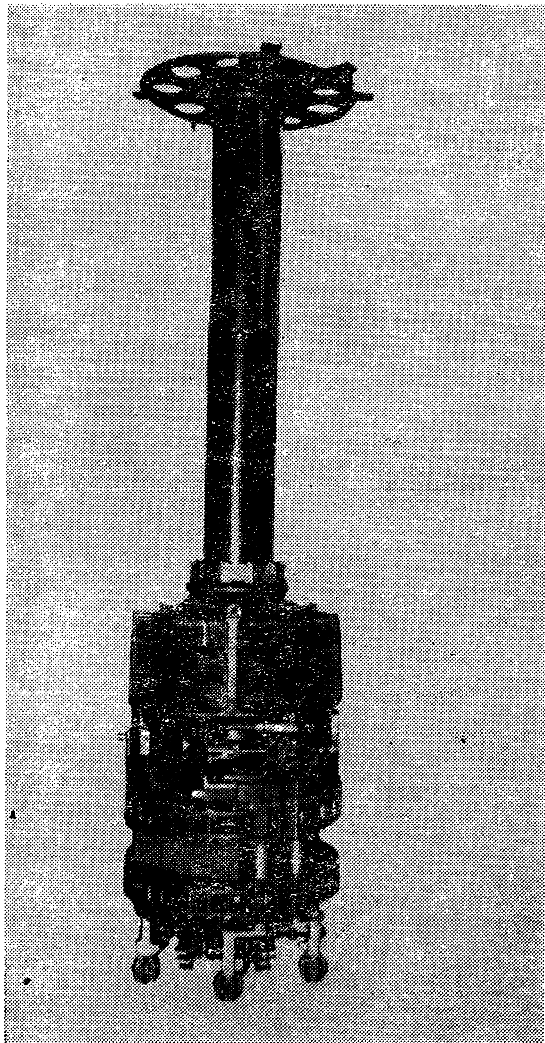


Fig. 1.85,A. Comutator de reglaj sub sarcină în trepte, 245 kV, neutrul izolat.

cu zonele de reglaj ale tensiunii pe cît posibil la mijlocul bobinajului.

Comutatorul din figura 1.85 se utilizează pentru curenți mai mari de 60 A, realizînd o suprafață mică de contact dar presiunea din contact este foarte mare. Prizele fiecărei faze sînt scoase la cîte un disc circular.

Acționarea comutatorului de prize cu transformatorul conectat la rețea duce la distrugerea acestuia, datorită arcului electric care se formează și în unele cazuri duce și la alte defecțiuni în transformator. De aceea transformatoarele mari se înzestrează cu dispozitive de blocare care fac imposibilă acționarea comutatorului înaintea deschiderii întreruptorului.

f) *Indicatoarele de temperatură.* La transformatoarele cu puteri pînă la circa 315 kVA se măsoară temperatura uleiului din straturile superioare cu ajutorul termometrelor cu mercur sau cu alcool, înșurubate în capacul transformatorului. La transformatoarele cu puteri mai mari se folosesc termometre cu cadran, construite similar cu manometrele. Transformatoarele cu puteri peste 10 MVA au termometre cu rezistență. Rezistența de măsurare este înglobată într-o armătură obișnuită de termometru, înșurubată în capacul transformatorului și legată cu dispozitivul de măsurare, etalonat direct în grade Celsius. La prima punere în funcțiune dispozitivului i se efectuează o corecție, care compensează de fapt rezistențele conductoarelor de legătură. În figura 1.86 se prezintă schema de

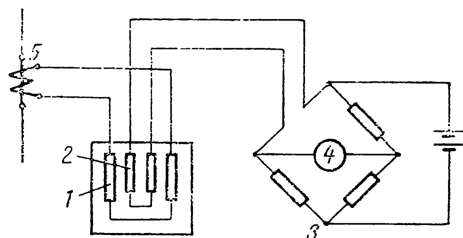


Fig. 1.86. Schemă pentru măsurarea temperaturii cu termometru:

1 — rezistență de încălzire; 2 — rezistență de măsurare; 3 — punte; 4 — indicator de temperatură; 5 — transformator de curent.

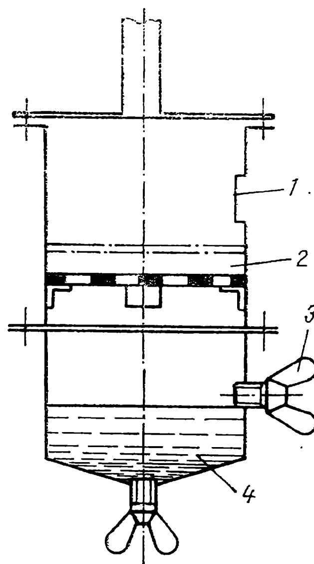


Fig. 1.87. Filtru de aer cu silicagel:

1— vizor pentru controlul umidității silicagelului; 2 — recipient pentru silicagel; 3 — bușon pentru introducerea uleiului; 4 — recipient de ulei.

măsurare a temperaturii bobinajelor unui transformator, folosind un termometru termic.

g) *Filtru de aer* se montează pe conducta de legătură dintre conservator și mediul ambiant și are rolul de a opri impuritățile din aer și a absorbi umiditatea acestuia prin trecerea sa prin silicagel (fig. 1.87). Regenerarea silicagelului se face prin încălzirea acestuia pînă la temperatura de 400 ÷ ÷ 500°C.

2.

ELEMENTE GENERALE ALE TEORIEI MAŞINILOR ELECTRICE ROTATIVE

2.1. CÎMPUL MAGNETIC AL UNEI ÎNFĂŞURĂRI MONOFAZATE CU PAS DIAMETRAL ŞI 2p POLI

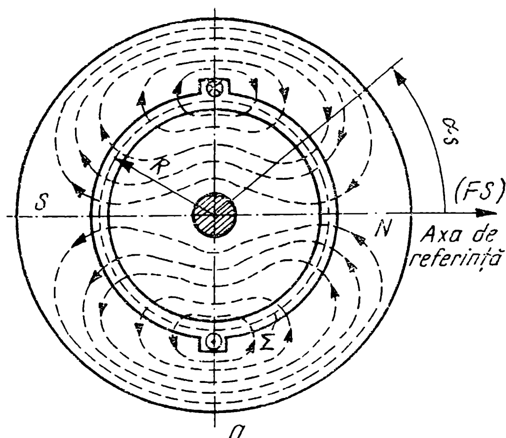
Maşinile electrice au două părţi constructive de bază — *statorul* şi *rotorul* denumite şi armături. În general ambele armături posedă înfăşurări din material conductor (cupru, aluminiu).

Cel puţin una din armături este de formă cilindrică cu crestături uniform distribuite pe periferia dinspre întrefier.

În continuare se vor avea în vedere cîmpurile magnetice produse de curentul care parcurge înfăşurarea monofazată, cu $2p$ poli, începînd cu cazurile cele mai simple.

Se consideră la început o armătură statorică cilindrică realizată din tole de oţel electrotehnic izolate. La periferia interioară a acestei armături se presupune că sînt practicate două crestături situate diametral aşa cum se indică în figura 2.1.

În această pereche de crestături este plasată o bobină cu N_q spire conectate în serie şi care sînt parcurse de curentul i_A. În interiorul armăturii statorice se află armătura rotorică separată de stator printr-o zonă de aer denumit întrefier şi a cărui grosime δ poate fi variabilă în lungul periferiei, dar care este mult mai mică decît dimensiunile transversale ale armăturii rotorice. Armătura rotorică este de asemenea realizată din tole de oţel electrotehnic, izolate.



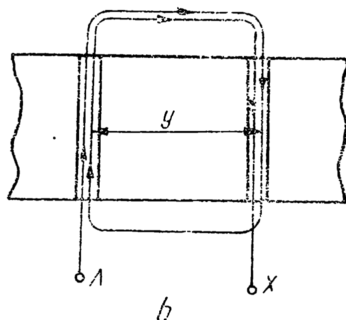


Fig. 2.1. Armătură statorică cu o singură bobină (2 poli).
a — spectrul liniilor de cîmp ; *b* — bobina.

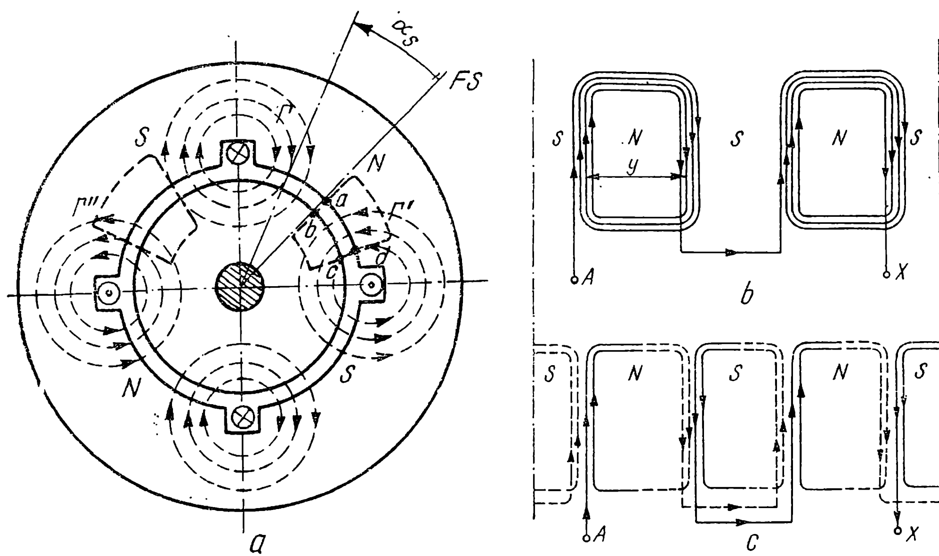


Fig. 2.2. Spectul cîmpului magnetic la mașina cu 4 poli (*a*); înfășurare într-un singur strat (*b*); înfășurare în două straturi (*c*).

Spectrul cîmpului magnetic este reprezentat în figura 2.1; liniile cîmpului magnetic înlănțuie conductoarele parcurse de curent, ies perpendicular pe suprafața statorului și intră perpendicular pe suprafața rotorului, deoarece cele două armături au permeabilitatea magnetică μ_{Fe} foarte mare ($\mu_{Fe} \simeq \infty$).

Domeniul unde liniile cîmpului magnetic au sensul de la suprafața statorului la suprafața rotorului se numește polul nord (N), iar domeniul unde liniile cîmpului magnetic au sensul de la suprafața rotorului la suprafața statorului se numește polul sud (S), în cazul în care înfășurarea se află pe stator.

Deci dacă se dispune de o bobină ca în figura 2.1, *a* se formează doi poli, în acest caz numărul de crestături care revine unui pol și care se notează cu q este unu. În figura 2.1, *b* se dă și schema desfășurată a înfășurării care este formată dintr-o singură bobină, avînd deschiderea y între laturile bobinei.

Înfășurările corespunzătoare la un număr mai mare de poli se realizează de obicei din mai multe bobine dispuse echidistant și uniform pe periferia statorului, așa cum se indică în figura 2.2, *a* unde este reprezentată o mașină cu patru poli, adică $2p = 4$.

Înfășurarea poate avea pentru fiecare pereche de poli cîte o bobină cu N_q spire, ale cărei laturi sînt plasate în crestăturile distanțate la periferia interioară a statorului cu un pas polar $\tau = \pi D/2p$ (D fiind diametrul interior al statorului). Bobinele diferitelor perechi de poli, se înseriază, obținîndu-se o înfășurare cu un număr de spire $w = pN_q$. O asemenea înfășurare poartă numele de înfășurare într-un singur strat, fiindcă în fiecare crestătură se găsește o singură latură de bobină (fig. 2.2, *b*). Dat fiind faptul că deschiderea y a bobinelor este egală cu pasul polar înfășurarea se va numi cu *pas diametral.*

Se poate realiza o înfășurare echivalentă în privința cîmpului magnetic dar diferită ca legături (fig. 2.2, *c*). Înfășurarea este plasată în același număr de crestături dar are $2p$ bobine înseriate fiecare avînd $N_q/2$ spire parcurse de curentul i.

În fiecare crestătură se află două laturi de bobină. O astfel de înfășurare se numește înfășurare în două straturi; și în cazul acestei înfășurări numărul total de spire este $w = pN_q$.

Spectrul cîmpului magnetic, la dispunerea dată a conductoarelor, depinde de sensul curentului din laturile care se află în crestături. Prin urmare o mașină electrică cu mai multe perechi de poli se realizează cu p bobine (înfășurare într-un singur strat) sau cu $2p$ bobine (înfășurare în două straturi) dispuse echidistant pe periferia statorului.

2.2. CALCULUL CÎMPULUI MAGNETIC DIN ÎNTREFIER

Cunoscînd dispunerea laturilor înfășurării, numărul de spire și curentul i care parcurge această înfășurare se pune problema să se calculeze cîmpul magnetic din întrefier. Se va considera figura 2.2, *a* și curba Γ'. Se aplică legea circuitului magnetic pentru conturul Γ' care străbate de două ori întrefierul în lungul razei și care se închide prin fierul rotorului respectiv al statorului. Tensiunea magnetică din fierul statorului și rotorului se neglijează deoarece permeabilitatea magnetică a fierului μ_{Fe} este foarte mare ($\mu_{Fe} \simeq \infty$).

Deoarece suprafața deschisă mărginită de curba Γ' nu intersectează nici un conductor parcurs de curent rezultă:

$$\int_{\Gamma'} \overline{H}\,\overline{dr} = \int_a^b \overline{H}\,\overline{dr} + \int_c^d \overline{H}\,\overline{dr} = v_{ab} - v_{cd} = 0, \text{ adică}$$

$v_{ab} = v_{cd} = v'$, unde v_{ab} este tensiunea magnetică între stator și rotor în lungul razei între punctele *a* și *b*, similar v_{cd} este tensiunea magnetică între punctele *c* și *d*. În mod cu totul analog pentru o curbă situată în regiunea polului sud se obține: $v_{ef} = v_{hg} = v''$.

Prin urmare la o valoare dată a curentului i tensiunea magnetică dintre stator și rotor are aceeași valoare v' sub polul nord, iar sub polul sud valoarea v'' dar de sens opus față de v'. În figura 2.3 s-a reprezentat variația în spațiu a tensiunii magnetice pentru o valoare i dată. Sistemul de referință considerat este fix față de stator (*F. S*) și axa lui coincide cu axa magnetică a unei bobine. S-a considerat pozitivă tensiunea magnetică în zona polului nord. Pentru a stabili o relație între tensiunile magnetice v' și v'' se aplică legea fluxului magnetic pe o suprafață închisă Σ de formă cilindrică care

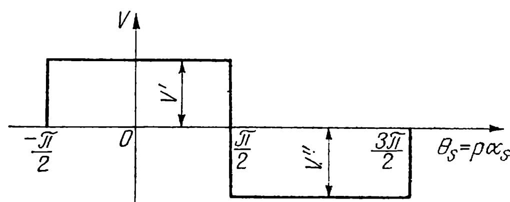


Fig. 2.3. Curba tensiunii magnetice pentru intervalul $\left[\frac{-\pi}{2}; \frac{3\pi}{2}\right]$

trece prin întrefier. Această suprafață include în interiorul ei rotorul și este compusă din suprafața laterală și suprafețele frontale ale cilindrului astfel format. Fluxul magnetic prin cele două suprafețe frontale este nul. Cîmpul magnetic se presupune plan-paralel. Rezultă: $\int_A \overline{B}\,\overline{dA} = 0$, unde A este suprafața laterală a cilindrului.

Deoarece inducția magnetică B este orientată în lungul razei se obține:

$$\overline{B}\,\overline{dA} = B\,dA = \mu_0 H\,dA = \mu_0 \frac{v(\alpha_s)}{\delta(\alpha_s)} L\,R\,d\alpha_s. \qquad (2.1)$$

unde L este lungimea mașinii, iar R este raza rotorului.

În acest caz fluxul magnetic prin suprafața laterală a cilindrului va fi:

$$p\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \mu_0 \frac{v'}{\delta(\alpha_s)} L\,R\,d\alpha_s - p\int_{\pi/2p}^{3\pi/2p} \mu_0 \frac{v''}{\delta(\alpha_s)} LR\,d\alpha_s = 0. \qquad (2.2)$$

În ultima integrală din (2.2) se face schimbarea de variabilă:

$\beta_s = \alpha_s - \frac{\pi}{p}$ și atunci se obține:

$$v'\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \frac{d\,\alpha_s}{\delta(\alpha_s)} - v''\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \frac{d\,\beta_s}{\delta\left(\beta_s + \frac{\pi}{p}\right)} = 0. \qquad (2.3)$$

Integralele din relația (2.3) nu depind de notația variabilei, deci se poate scrie:

$$v'\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \frac{d\,\alpha_s}{\delta(\alpha_s)} - v''\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \frac{d\,\alpha_s}{\delta\left(\alpha_s + \frac{\pi}{p}\right)} = 0.$$

Dacă $\delta(\alpha_s) = \delta(\alpha_s + \pi/p)$, atunci rezultă: $v' = v''$.

Condiția $\delta(\alpha_s) = \delta\left(\alpha_s + \frac{\pi}{p}\right)$ este îndeplinită în toate mașinile electrice, de aceea tensiunea magnetică în întrefier variază după o lege dreptunghiulară, alternativă simetrică.

Pentru calculul cîmpului magnetic se va considera curba Γ (fig. 2.2) care înconjoară o crestătură și coincide cu o linie de cîmp, se obține:

$$\int_\Gamma \overline{H}\,\overline{dr} = v' + v'' = 2\,v = N_q\,i, \text{ sau } v = N_q\,i/2. \qquad (2.4)$$

Deci înălțimea dreptunghiului este funcție de timp după o lege similară cu a curentului i. Variația tensiunii magnetice v funcție de coordonata α_s are următoarele proprietăți:

— tensiunea magnetică v este periodică avînd perioada $2\,\pi/p$;
— tensiunea magnetică v îndeplinește condițiile:

$$v(\alpha_s, t) = v(-\alpha_s, t);\ v(\alpha_s, t) = -v(\alpha_s + \pi, t). \qquad (2.5)$$

Rezultă că în dezvoltarea în serie Fourier lipsesc termenii în sinus și termenii pari în cosinus, adică tensiunea magnetică v se poate pune sub forma:

$$v(\alpha_s, t) = \sum_{\nu=1,3,5...}^{\infty} C_\nu \cos p \nu \alpha_s. \tag{2.6}$$

În dezvoltarea în serie Fourier intervine argumentul $p\alpha_s$, deoarece parcurgînd o dată periferia interioară a statorului, unghiul geometric α_s variază de la 0 la 2π, iar unda tensiunii magnetice înregistrează p perioade întregi. Unghiul $\theta_s = p\alpha_s$ se numește *unghiul electric;* dacă unghiul geometric α_s variază de la 0 la 2π atunci unghiul electric θ_s variază de la 0 la $2p\pi$. Pentru armonica de ordinul ν unghiul electric va fi: unghi electric $= \nu p \cdot$unghi geometric.

Coeficientul C_ν al seriei trigonometrice (2.6) se calculează cu relația:

$$C_\nu = \frac{p}{\pi}\int_0^{2\pi/p} v(\alpha_s, t)\cos p\nu\alpha_s \, d\alpha_s = \frac{p}{\pi}\int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} \frac{N_q i}{2}\cos p\nu\alpha_s \, d\alpha_s -$$

$$-\int_{\pi/2p}^{3\pi/2p} \frac{N_q i}{2}\cos p\nu\alpha_s \, d\alpha_s = \frac{2}{\pi\nu} N_q i \sin\frac{\pi\nu}{2}, \tag{2.7}$$

adică tensiunea magnetică se poate pune sub forma:

$$v(\alpha_s, t) = \sum_{\nu=1,3,...}^{\infty} \frac{2(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\pi\nu} \cdot N_q i \cos\nu\theta_s = \sum_{\nu=1,3,5,...}^{\infty} v_\nu. \tag{2.8}$$

• Inducția magnetică în întrefier va fi:

$$b(\alpha_s, t) = \frac{2\mu_0}{\pi}\sum_{\nu=1,3,...}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\nu\,\delta(\theta_s)} \cdot N_q i \cos\nu\theta_s = \sum_{\nu=1,3,...}^{\infty} b_\nu. \tag{2.9}$$

Dacă din dezvoltarea (2.8) se reține primul termen, atunci

$$v_1 = \frac{2}{\pi} N_q i \cos p\alpha_s = \frac{2}{\pi} N_q i \cos\theta_s. \tag{2.10}$$

Dacă din seria (2.9) se reține primul termen atunci

$$b_1 = \frac{2\mu_0}{\pi\,\delta(\alpha_s)} N_q i \cos p\alpha_s = \frac{2\mu_0}{\pi\,\delta(\theta_s)} N_q i \cos\theta_s. \tag{2.11}$$

Armonica de ordinul 1 se mai numește *armonică fundamentală* sau pe scurt fundamentală, (termenii seriei Fourier pentru $\nu > 1$ se numesc armonici). De observat că pe măsură ce ordinul armonicii crește, scade atît amplitudinea (C_ν) cît și unghiul geometric corespunzător unei perioade. Dacă întrefierul δ = const. variația inducției magnetice în întrefier repetă la o altă scară variația tensiunii magnetice respective.

2.3. TENSIUNEA MAGNETICĂ ÎN CAZUL CURENTULUI COSINUSOIDAL

În cazul în care înfășurarea este parcursă de curentul i cosinusoidal în timp, $i = \sqrt{2}\, I \cos \omega t$, de frecvență $f = \frac{\omega}{2\pi}$ și de valoare efectivă I atunci tensiunea magnetică va fi:

$$v(\theta_s, t) = \sum_{\nu=1,3,\dots}^{\infty} \frac{2(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\pi \nu} \sqrt{2}\, I N_q \cos \omega t \cos \nu\theta_s \tag{2.12}$$

iar inducția magnetică va fi:

$$b(\theta_s, t) = \sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{2(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\pi \nu \delta} \sqrt{2}\, \mu_0 I N_q \cos \omega t \cdot \cos \theta_s. \tag{2.13}$$

Dacă se reține fundamentala tensiunii magnetice (t.m.) și se reprezintă în funcție de unghiul θ_s pentru diferite momente, (fig. 2.4) atunci se remarcă caracterul pulsatoriu al acestei tensiuni care se poate scrie sub forma:

$$v_1 = V_{1m} \cos \omega t \cos \theta_s; \quad V_{1m} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}\, I N_q. \tag{2.14}$$

Dacă întrefierul este constant atunci inducția magnetică urmărește la altă scară variația tensiunii magnetice.

Există deci puncte la periferia interioară a statorului pentru care t.m. dintre stator și rotor este în permanență nulă. În celelalte puncte t.m. variază sinusoidal în timp cu amplitudinea variabilă de la punct la punct. O asemenea t.m. se numește t.m. pulsatorie, cosinusoidală în timp și spațiu.

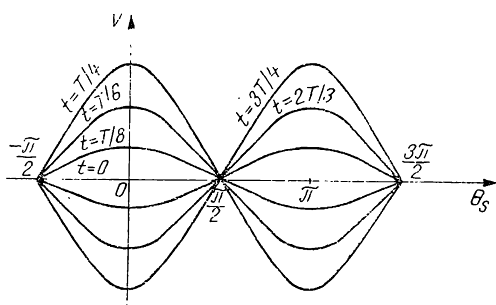


Fig. 2.4. Variația fundamentalei t.m. în timp și spațiu.

2.4. CÎMPUL MAGNETIC AL UNEI ÎNFĂȘURĂRI MONOFAZATE CU 2p POLI ȘI q CRESTĂTURI PE POL

Înfășurarea monofazată realizată din w spire conectate în serie are conductoarele dispuse în mai multe perechi de crestături pentru o pereche de poli. Fie $q>1$ numărul de crestături corespunzătoare unui pol, în acest caz înfășurarea este plasată în $2pq$ crestături decalate între ele sub fiecare pol cu unghiul geometric γ'. Tensiunea magnetică rezultantă produsă de această înfășurare în întrefier se obține prin însumarea a q tensiuni magnetice componente produse de cele q bobine pe perechea de poli.

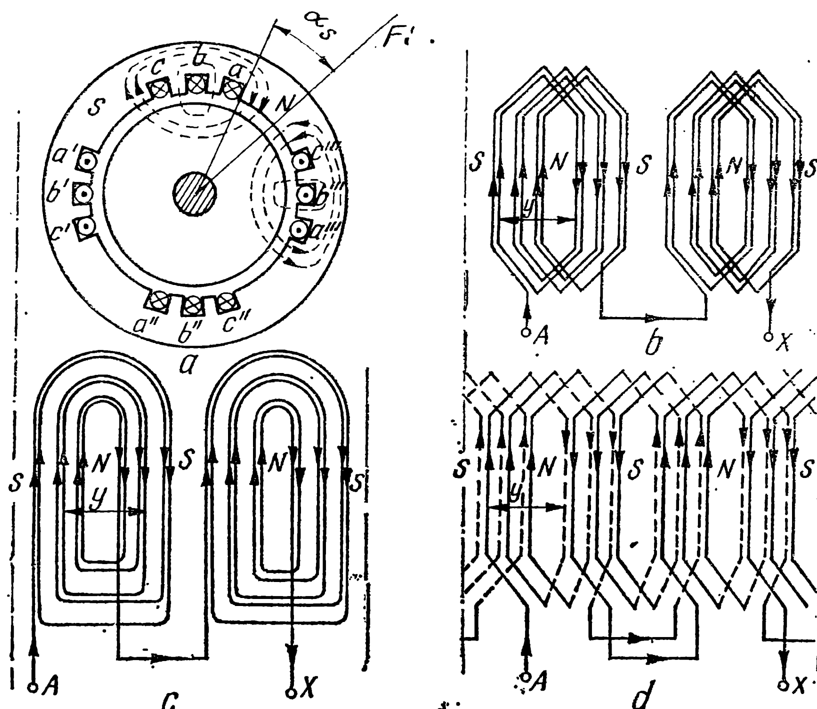


Fig. 2.5. Liniile cîmpului magnetic produs de o înfășurare cu $y = \pi$; $2p = 4$; $q = 3$ (*a*); înfășurare într-un singur strat cu bobine egale (*b*); înfășurare într-un singur strat cu bobine inegale (concentrice) (*c*); înfășurare în două straturi (*d*).

Pentru concretizarea ideilor, figura 2.5 se referă la o mașină cu $2p = 4$ poli și $q = 3$. Dacă N_q este numărul de conductoare corespunzător fiecărei crestături atunci numărul de spire al înfășurării va fi $w = pqN_q$. Înfășurarea poate fi realizată într-un singur strat (fig. 2.5, *b*) cu bobine de deschidere egală $y = \tau$, sau într-un singur strat, dar cu bobine de deschidere inegală, în medie însă tot $y = \tau$ (fig. 2.5, *c*). De asemenea înfășurarea se poate executa și în două straturi (fig. 2.5, *d*). Înfășurările indicate mai sus produc același cîmp magnetic în întrefier, fiindcă toate sînt străbătute de același curent i, ocupă aceleași crestături la periferia interioară a statorului, au același număr de conductoare în crestătură, iar legăturile exterioare între diferite bobine, deși diferite, permit ca sensul curentului să rămînă același în conductoarele diferitelor crestături.

Liniile cîmpului magnetic produs de o înfășurare oarecare din cele de mai sus sînt arătate în figura 2.5, *a*.

Se face ipoteza că acest cîmp magnetic este rezultatul suprapunerii celor $q = 3$ cîmpuri magnetice produse fiecare de solenațiile din crestăturile $aa'a''a'''$, $bb'b''b'''$, $cc'c''c'''$.

Solenația rezultantă din crestăturile $bb'b''b'''$ produce o tensiune magnetică v_b care are o variație dreptunghiulară exact ca înfășurarea din figura 2.2. Armonica de ordinul ν at.m. corespunzătoare acestor bobine va fi:

$$v_{b\nu} = \frac{2}{\pi \nu} (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \cdot N_q \, i \cos p \, \nu \, \alpha_s. \qquad (2.15)$$

Solenația rezultantă din crestăturile $aa'\,a''\,a'''$ va produce o tensiune magnetică v_a de variație dreptunghiulară în spațiu și decalată cu unghiul geometric γ' în urma tensiunii magnetice v_b.

Solenația rezultantă din crestăturile $cc'\,c''\,c'''$ va produce o tensiune magnetică v_c de variație dreptunghiulară și decalată cu unghiul geometric γ' înaintea tensiunii magnetice v_b.

Armonicile de ordinul ν corespunzătoare celor două ansambluri de crestături vor avea deci aceeași amplitudine și se pot scrie sub forma:

$$v_{a\nu} = \frac{2}{\pi\nu}(-1)^{\frac{\nu-1}{2}} N_q\, i \cos p\,\nu\,(\alpha_s - \gamma')$$
$$v_{c\nu} = \frac{2}{\pi\nu}(-1)^{\frac{\nu-1}{2}} N_q\, i \cos p\,\nu\,(\alpha_s + \gamma'). \tag{2.16}$$

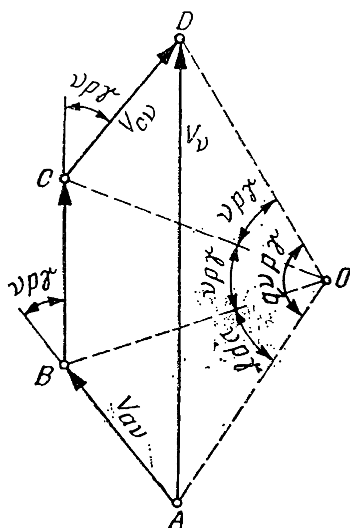


Fig. 2.6. Compunerea grafică a fazorilor spațiali ai t.m.

Tensiunea magnetică rezultantă va fi:

$$v_\nu = v_{a\nu} + v_{b\nu} + v_{c\nu} \tag{2.17}$$

Calculul tensiunii magnetice rezultante se face simplu reprezentînd ca fazori spațiali tensiunile magnetice parțiale care intervin în suma (2.17), se obține astfel diagrama de fazori din figura 2.6 din care rezultă:

$$OA = 2\,\frac{V_{a\nu}}{\sin\frac{p\,\nu\,\gamma'}{2}} = 2\,\frac{V_\nu}{\sin\frac{p\,q\,\nu\,\gamma'}{2}};\ (\triangle OAB \text{ și } \triangle OAD).$$

Se obține:

$$V_\nu = V_{a\nu}\,\frac{\sin\frac{p\,q\,\nu\,\gamma'}{2}}{\sin\frac{p\,\nu\,\gamma'}{2}} = q\,V_{a\nu}\,\frac{\sin\frac{p\,q\,\nu\,\gamma'}{2}}{q\sin\frac{p\,\nu\,\gamma'}{2}} = q\,V_{a\nu}\cdot k_{q\nu} \tag{2.18}$$

S-a calculat deci amplitudinea tensiunii magnetice rezultante avîndu-se în vedere că amplitudinile tensiunilor magnetice parțiale sînt egale. Factorul $k_{q\nu}$ se numește factor de repartiție corespunzător armonicii ν; $k_{q\nu} \leqslant 1$. Factorul $k_{q\nu}$ arată în ce măsură se micșorează amplitudinea armonicii ν și a tensiunii magnetice prin faptul că în loc de a se concentra toate spirele înfășurării monofazate într-o singură pereche de crestături pe perechea de poli se repartizează aceste spire în mai multe perechi de crestături pe perechea de poli. Acest factor reprezintă raportul dintre amplitudinea tensiunii magnetice rezultante de armonică ν și suma aritmetică a amplitudinilor tensiunilor magnetice parțiale. Tensiunea magnetică rezultantă va fi:

$$v_\nu = \frac{2}{\pi\nu}(-1)^{\frac{\nu-1}{2}} N_q\, q\, k_{q\nu}\, i \cos p\,\nu\,\alpha_s = \frac{2\,(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\pi\,\nu\,p}\, i\, w\, k_{q\nu} \cos p\,\nu\,\alpha_s \tag{2.19}$$

unde $w = p\,q\,N_q$ este numărul de spire al înfășurării monofazate.

TABELUL 2.1. **Coeficienții $k_{q\nu}$ și $k_{q\nu}/\nu$ funcție de q**

q	k_{q1}	k_{q3}	k_{q5}	k_{q7}	$k_{q3}/3$	$k_{q5}/5$	$k_{q7}/7$
2	0,966	0,707	0,259	−0,259	0,269	0,052	−0,037
3	0,960	0,667	0,217	−0,177	0,222	0,043	−0,028
4	0,958	0,654	0,205	−0,158	0,218	0,041	−0,023
5	0,957	0,646	0,200	−0,149	0,215	0,040	−0,021
8	0,955	0,641	0,194	−0,141	0,214	0,039	−0,020
9	0,955	0,640	0,194	−0,140	0,213	0,039	−0,020

Pentru fundamentala tensiunii magnetice se obține:

$$v_1 = \frac{2}{\pi p}\, iwk_{q1} \cos p\, \alpha_s. \tag{2.20}$$

În tabelul 2.1 se dau valorile factorului k_q pentru diferite armonici și diferite valori ale numărului q.

Prin urmare repartizarea înfășurării monofazate în mai multe crestături pe pol conduce la reducerea simțitoare a armonicilor de ordin superior, fundamentala fiind afectată relativ puțin de acest factor. Variația în spațiu a tensiunii magnetice rezultante se apropie mai mult de o cosinusoidă,odată cu repartizarea înfășurării în mai multe crestături pe pol.

2.5. CÎMPUL MAGNETIC AL UNEI ÎNFĂȘURĂRI MONOFAZATE CU 2p POLI ȘI PAS SCURTAT

În scopul reducerii armonicilor superioare ale t.m.* se utilizează pe scară largă înfășurările cu pas scurtat. Pentru a înțelege esența acestei probleme se va considera grupul de crestături $bb'b''b'''$ în care sînt plasate patru bobine cu pas diametral (înfășurare în două straturi) ca în figura 2.7,*a*. Armătura statorică considerată are crestăturile uniform repartizate pe periferia interioară.

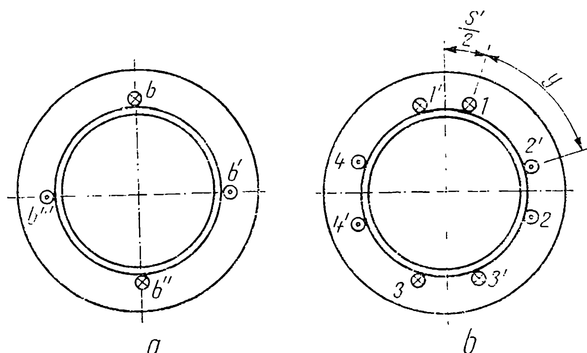


Fig. 2.7. Înfășurarea cu pas diametral plasată în 4 crestături (*a*); înfășurare cu pas scurtat plasată în 8 crestături (*b*).

* Cu o reducere nesemnificativă a amplitudinii fundamentalei.

Cele 8 laturi de bobine dispuse suprapus în 4 crestături pot fi dispuse în 8 crestături (fig.2.7,*b*); laturile din crestătura *b* au fost plasate în crestăturile *1* și *1'* ș.a.m.d. În fiecare din aceste crestături se află încă o latură aparținînd aceleiași înfășurări monofazate sau altei înfășurări monofazate. Bobinele obținute *1—2'*; *2—3'*; *3—4'*; *4—1'* sînt cu pas scurtat ($y < \tau$). Scurtării bobinelor $s' = y - \tau$ măsurată pe periferia interioară a statorului îi corespunde unghiul la centru $s' \frac{\pi}{\tau}$.

Se constată că dacă se unesc laturile *1—2* și *3—4* se formează bobine cu pas diametral avînd $N_q/2$ spire în crestătură; înfășurarea astfel formată este decalată cu distanța $s'/2$ înainte față de înfășurarea din figura 2.7,*a*. Similar înfășurarea formată din bobinele *1'—2'* și *3'—4'* este decalată față de aceeași înfășurare în urmă cu distanța $s'/2$. Dacă se consideră armonica de ordinul ν a t.m. scrisă pentru înfășurarea cu pas diametral *1234* atunci se obține:

$$v'_{b\nu} = (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \frac{N_q\, i}{\pi\, \nu} \cos p\, \nu \left(\alpha_s + \frac{s'\,\pi}{2\,p\,\tau}\right). \tag{2.21}$$

Similar pentru înfășurarea cu pas diametral *1'2'3'4'* rezultă:

$$v''_{b\nu} = (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \frac{N_q \cdot i}{\pi\, \nu} \cos p\, \nu \left(\alpha_s - \frac{s'\,\pi}{2\,p\,\tau}\right). \tag{2.22}$$

Tensiunea magnetică rezultantă va fi:

$$v_{b\nu} = v'_{b\nu} + v''_{b\nu} = (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \frac{2\,N_q i}{\pi\, \nu} \cos \left(s' \frac{\pi\,\nu}{2\,\tau}\right) \cos\,(p\,\nu\,\alpha_s). \tag{2.23}$$

Factorul subunitar $k_{s\nu} = \cos\left(s' \frac{\pi\,\nu}{2\,\tau}\right)$ se numește *factor de scurtare*. Se constată că înfășurarea dispusă în crestături ca în figura 2.7, *b* este echivalentă din punctul de vedere al producerii tensiunii magnetice cu înfășurarea dispusă ca în figura 2.7, *a*, doar că amplitudinile armonicilor sînt diminuate cu factorul $k_{s\nu}$.

Procedînd în același mod cu cele q grupuri de bobine se constată că înfășurarea cu pas scurtat este echivalentă cu două înfășurări cu pas diametral a căror axe magnetice sînt decalate cu unghiul $s' \frac{\pi}{\tau}$ și a căror număr de spire este $w/2$. Cele două înfășurări cu pas diametral fiind repartizate în q crestături rezultă că amplitudinea armonicilor trebuie înmulțită cu factorul de repartiție $k_{q\nu}$; t.m. rezultantă a înfășurării monofazate va fi:

$$v = \sum_{\nu=1,3,5,\ldots}^{\infty} (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \cdot \frac{2\,N_q i}{\pi\,\nu} k_{s\nu}\, k_{q\nu} q \cos\,(\nu p\, \alpha_s) = \sum_{\nu=1,3,5,\ldots}^{\infty} (-1)^{\frac{\nu-1}{2}} \frac{2\,i\,w\,k_{w\nu}}{\pi\,\nu\,p} \cos\,(\nu p\,\alpha_s)$$

unde $k_{w\nu} = k_{s\nu}\, k_{q\nu}$ se numește factor de înfășurare pentru armonica ν. Pentru fundamentala t.m. rezultante se obține:

$$v_1 = 2\,i\,w\,k_{w1}/(p\,\pi) \cdot \cos p\,\alpha_s = V_1\, i \cos p\,\alpha_s;\; V_1 = 2\,w\,k_{w1}/p\,\pi. \tag{2.24}$$

Pentru a evidenția influența factorului de scurtare asupra amplitudinii armonicilor se dă tabelul 2.2.

Scurtarea s' poate fi aleasă astfel încît factorul de scurtare al unei armonici să fie nul, sau foarte mic.

TABELUL 2.2. **Factorii de scurtare funcție de s'/τ**

s'/τ	k_{s1}	k_{s3}	k_{s5}	k_{s7}
0	1	1	1	1
0,12	0,985	0,866	0,643	0,342
0,17	0,966	0,707	0,259	0,259
0,22	0,950	0,500	0,173	0,766
0,28	0,906	0,259	0,574	0,996
0,33	0,866	0,000	0,866	0,866

2.6. CÎMPUL MAGNETIC ÎNVÎRTITOR AL ARMĂTURII ROTITOARE

Se consideră o mașină heteropolară adică o mașină la care în partea întrefierului polii nord alternează cu polii sud; în interiorul armăturii statorice cilindrice realizată din tole se află o armătură cu $2p$ poli ieșiți (aparenți). Pentru a concretiza ideile, în figura 2.8 s-a luat $2p = 4$. Se presupune că această armătură, antrenată de un motor oarecare, se poate roti. Cei $2p$ poli rotorici se realizează cu magneți permanenți sau alimentînd cu curent continuu bobinele de pe rotor, care formează o înfășurare de tip concentrat; fiecare miez polar rotoric este prevăzut cu o bobină. Cei $2p$ poli au fiecare cîte o piesă polară astfel încît între aceasta și stator rămîne un întrefier mic.

Întrefierul nu este uniform, dar satisface relația : $\delta(\alpha_s) = \delta\left(\alpha_s + \dfrac{\pi}{p}\right)$.

În continuare se consideră rotorul cu bobine alimentate în curent continuu. Bobinele de pe polii rotorului sînt identice și parcurse de același curent I_e. Se presupune că armătura rotorică cu poli este rotită de către un motor primar cu o viteză unghiulară Ω constantă, în sensul acelor de ceasornic. Se calculează cîmpul magnetic în sistemul de referință fix față de rotor (F.R.). În aceste condiții t.m. dintre stator și rotor are o variație dreptunghiulară, înălțimea dreptunghiului este dată de relația :

$$v = w_e I_e = \theta_e \qquad (2.25)$$

unde w_e este numărul de spire al unei bobine, iar θ_e este solenația bobinei considerate. În acest caz inducția magnetică din întrefier se calculează cu relația :

$$b(\alpha_r) = \mu_0\, v(\alpha_r)/\delta(\alpha_r). \qquad (2.26)$$

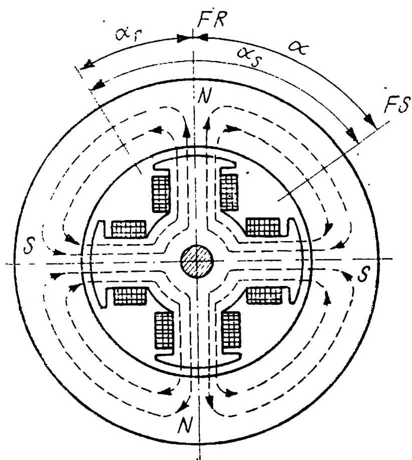


Fig. 2.8. Roată polară și sistemele de referință *FR* și *FS*.

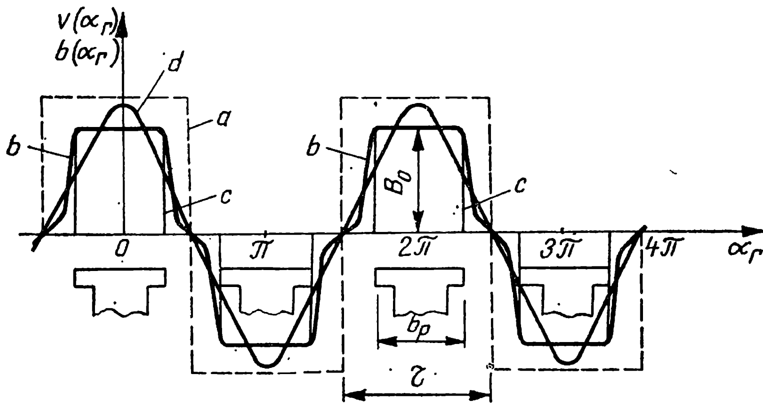


Fig. 2.9. Variaţia t.m. $v(\alpha_r)$ *(a)*; variaţia iuducţiei magnetice $b(\alpha_r)$ *(b)*; variaţia inducţiei $b(\alpha_r)$ indealizată *(c)*; armonica fundamentală a inducţiei magnetice $b(\alpha_r)$ *(d)*.

Cu ajutorul relaţiei (2.26) se obţine variaţia inducţiei magnetice din întrefier funcţie de unghiul α_r măsurat în sistemul de referinţă fix faţă de de rotor. Întrefierul sub talpa polară se consideră constant.

În figura 2.9 se reprezintă variaţia inducţiei magnetice, atît curba reală (*b*) cît şi curba idealizată (*c*). Coeficientul de acoperire polar se defineşte ca fiind raportul: $\alpha_p = b_p/\tau$.

Descompunînd în serie Fourier curba idealizată a inducţiei magnetice, cu relaţiile cunoscute, se obţine amplitudinea armonicii de ordinul ν:

$$B_{m\nu} = \frac{2p}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2p}\alpha_p}^{\frac{\pi}{2p}\alpha_p} b(\alpha_r)\cos p\nu\alpha_r \, d\alpha_r = \frac{2}{\pi}\int_{-\frac{\pi}{2}\alpha_p}^{\frac{\pi}{2}\alpha_p} B_0\cos\nu\theta_r \, d\theta_r = k_{f\nu}B_0 \quad (2.27)$$

unde $k_{f\nu} = \frac{4}{\pi\nu}\sin\nu\frac{\pi\alpha_p}{2}$ se numeşte coeficientul de formă al cîmpului de excitaţie pentru armonica ν.

Acest coeficient reprezintă raportul dintre amplitudinea armonicii ν a inducţiei din întrefier $B_{m\nu}$ şi inducţia magnetică B_0 din axa polului ($k_{f\nu} = B_{m\nu}/B_0$). Pentru fundamentală se obţine: $B_{m1} = k_{f1}B_0$; $k_{f1} = \frac{4}{\pi}\sin\frac{\pi\alpha_p}{2}$. În sistemul de referinţă considerat (FR) armonica de ordinul ν se scrie:

$$b_\nu(\theta_r) = B_0 k_{f\nu}\cos\nu\theta_r = B_{m\nu}\cos\nu\theta_r, \quad (2.28)$$

în particular pentru fundamentală se obţine:

$$b_1(\theta_r) = B_0 k_{f1}\cos\theta_r = B_{m1}\cos\theta_r. \quad (2.29)$$

Din figura 2.8 rezultă: $\alpha_s = \alpha + \alpha_r$, unde $\alpha = \Omega t$. Cu aceste relaţii armonica ν a inducţiei magnetice (2.28) se poate transcrie în sistemul de referinţă fix faţă de stator (F.S.), adică:

$$b_\nu(\alpha_s, t) = B_0 k_{f\nu}\cos p\nu(\alpha_s - \Omega t) = B_0 k_{f\nu}\cos[\nu(\theta_s - \omega t)], \quad (2.30)$$

unde $\omega = p\,\Omega$. În cazul particular al fundamentalei se obţine:

$$b_1(\alpha_s, t) = B_0 k_{f1}\cos(p\alpha_s - \omega t). \quad (2.31)$$

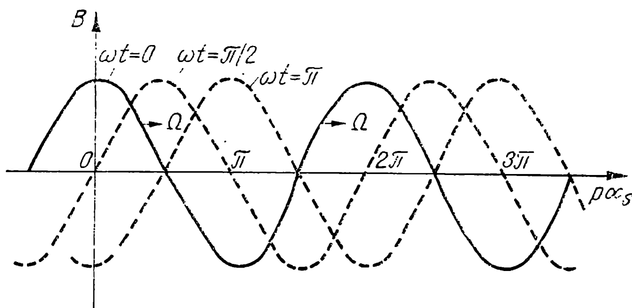


Fig. 2.10. Unda învîrtitoare a inducției magnetice la diferite momente ($\nu = 1$).

Cîmpul magnetic de forma (2.30) respectiv (2.31) este denumit cîmp magnetic învîrtitor. Observatorul din sistemul de referință fix față de stator constată că în timp prin fața sa se perindă alternativ polii nord și sud. Valoarea maximă pozitivă a inducției magnetice armonică fundamentală se regăsește în orice moment în axa unui pol nord al inductorului. În momente diferite această valoare maximă se regăsește în puncte diferite la periferia interioară a statorului, pe măsură ce polul nord considerat se rotește. Totul se întîmplă ca și cum unda cosinusoidală a variației în spațiu a inducției magnetice-armonică fundamentală s-ar deplasa la periferia statorului cu viteza unghiulară Ω.

Observatorul din sistemul de referință fix față de rotor (F.R.) constată că această cosinusoidă este fixă în spațiu.

Cîmpul magnetic învîrtitor diferă esențial de cîmpul magnetic cosinusoidal în timp și spațiu. Cîmpul magnetic învîrtitor se poate asocia undelor plane progresive, iar cîmpul magnetic cosinusoidal în timp și spațiu se asociază undelor staționare.

În figura 2.10 se indică poziția armonicii fundamentale a inducției magnetice învîrtitoare la diferite momente de timp.

Pentru ca inducția magnetică din întrefier să fie mai apropiată de o sinusoidă este necesar să se reducă amplitudinile armonicilor de ordin superior $\nu > 1$. În acest scop talpa polară se realizează astfel încît întrefierul să crească spre marginea ei. Cum tensiunea magnetică sub talpa polară este practic constantă (2.25), rezultă că sub talpa polară întrefierul trebuie să varieze conform relației $\delta(\alpha_r) = \delta_0/\cos p\,\alpha_r$ și atunci inducția magnetică variază cosinusoidal sub talpa polară, adică $b(\alpha_r) = \mu_0\, v/\delta(\alpha_r) = \mu_0\, v(\cos p\,\alpha_r)/\delta_0 = B_0 \cos p\,\alpha_r$; B_0 reprezintă inducția magnetică în axa polului, iar α_r se măsoară de la axa polului (fig. 2.11). Dacă se neglijează cîmpul magnetic în afara tălpilor polare atunci coeficientul de formă este:

$$k_{f\nu} = \frac{2}{\pi}\left\{\frac{\sin[(\nu-1)\,\alpha_p\,\pi/2]}{\nu-1} + \frac{\sin[(\nu+1)\,\alpha_p\,\pi/2]}{\nu+1}\right\}. \quad (2.32)$$

În situația cînd trecerea de la grosimea δ_0 la δ_1 se face prin arce de cerc (fig. 2.12), situație des întîlnită în practică, calculul coeficienților de formă $k_{f\nu}$ este mai complicat și acești factori se dau sub formă de curbe (fig. 2.13).

Un cîmp magnetic cu totul asemănător se poate realiza și printr-o altă formă constructivă a armăturii rotorice, așa cum se indică în figura 2.14.

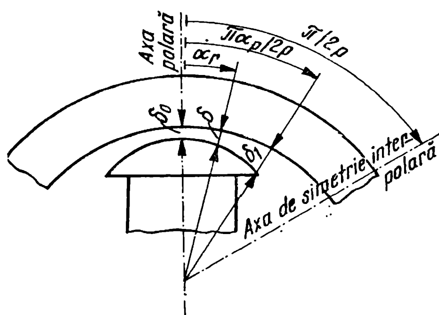


Fig. 2.11. Variația întrefierului sub talpa polară în scopul obținerii unui cîmp magnetic cu variație sinusoidală în spațiu.

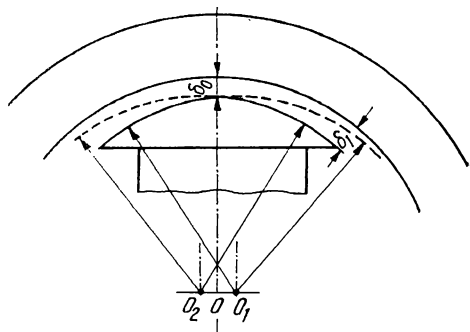
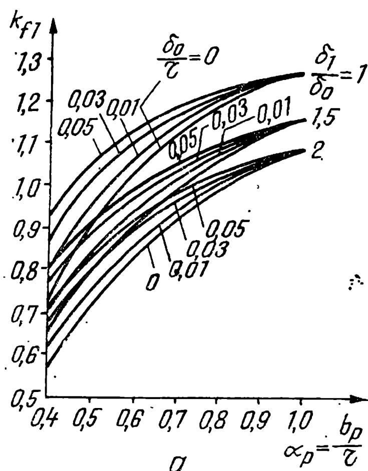


Fig. 2,12. Întrefier variabil sub talpa polară realizat prin arce de cerc excentrice.



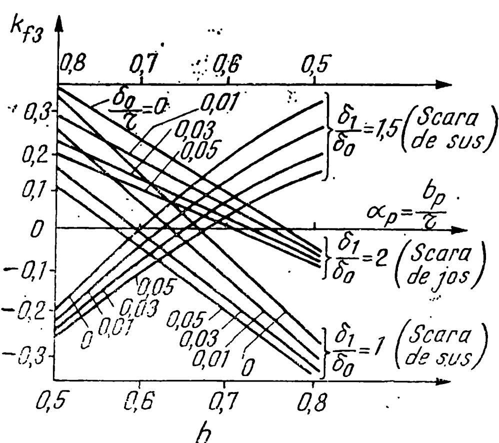
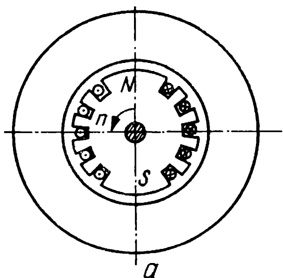
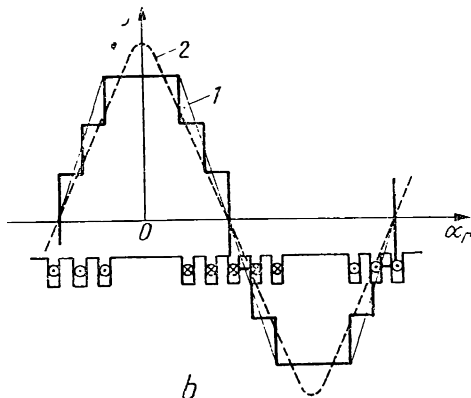


Fig. 2.13. Coeficientul de formă k_{f1} funcție de α_p pentru $\frac{\delta_1}{\delta_0}$ = const. și $\frac{\delta_0}{\tau}$ = const (a); coeficientul de forma k_{f3} funcție de α_p pentru $\frac{\delta_1}{\delta_0}$ = const. și $\frac{\delta_0}{\tau}$ const (b).

Fig. 2.14. Armătura rotorică cu poli înecați (a); variația inducției magnetice în întrefier (b): 1 — aproximația trapezoidală; 2 — fundamentala.





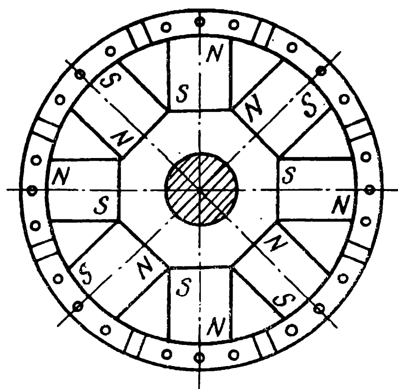


Fig. 2.15. Roată polară cu magneți permanenți.

De data aceasta armătura rotorică are poli înecați, prezentînd un întrefier constant la periferia interioară a statorului, dacă se face abstracție de crestături.

Armătura rotorică are înfășurarea de excitație distribuită într-o serie de crestături. O asemenea construcție se utilizează la valori relativ mari ale vitezei de rotație. Aplicînd legea circuitului magnetic se găsește repartiția în spațiu a t.m. dintre rotor și stator. Tensiunea magnetică variază în trepte în dreptul dinților mici și este constantă în zona dintelui mare.

La altă scară curba din figura 2.14, *b* reprezintă repartiția inducției magnetice din întrefier. În zona dinților mici variația t.m. se aproximează cu o dreaptă. Ca și la mașina cu poli aparenți se calculează coeficientul de formă pentru armonica de ordinul ν. La variația trapezoidală a inducției magnetice în întrefier (linia plină în fig. 2.14,*b*) se obține factorul de formă k_f:

$$k_{f\nu} = \frac{8}{\pi^2 \nu^2} \cdot \frac{\cos(\nu\, \alpha_p\, \pi/2)}{1 - \alpha_p}\,; \quad b_\nu(\alpha_r) = B_0\, k_{f\nu} \cos(p\, \nu\, \alpha_r). \qquad (2.33)$$

Se precizează că pentru observatorul din sistemul de referință fix față de stator toate armonicile se rotesc cu aceeași viteză unghiulară Ω. Cîmpul magnetic învîrtitor se poate obține și prin montarea pe roata polară a magneților permanenți în locul polilor cu înfășurări de excitație (fig.2.15).

2.7. CÎMPUL MAGNETIC ÎNVÎRTITOR PRODUS DE UN SISTEM TRIFAZAT DE CURENȚI CARE PARCURG UN SISTEM TRIFAZAT DE ÎNFĂȘURĂRI

Un cîmp magnetic învîrtitor poate fi produs nu numai cu ajutorul unei armături mobile cu poli de excitație în curent continuu ci și cu ajutorul unei armături fixe în spațiu posedînd o înfășurare trifazată simetrică parcursă de curenți trifazați formînd un sistem simetric. Acest fapt important a condus la inventarea unor tipuri de mașini de curent alternativ simple și robuste.

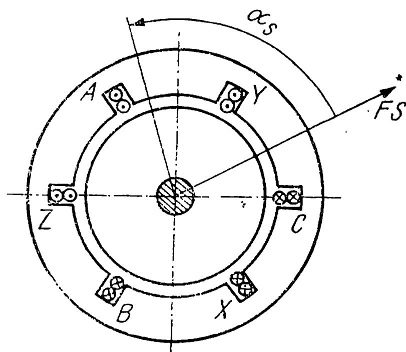
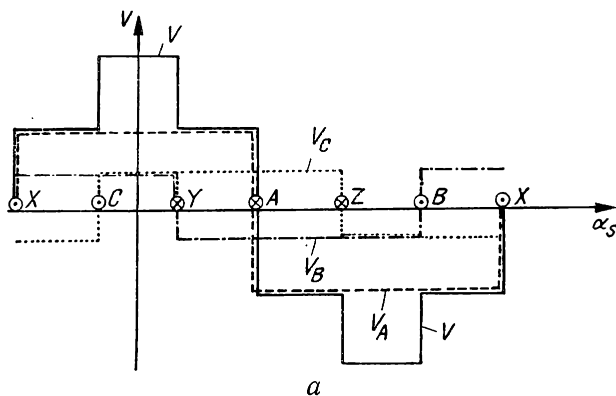


Fig. 2.16. Schița mașinii electrice cu înfășurare trifazată.

În figura 2.16 este schițat un stator cu $2p = 2$ poli posedînd trei înfășurări de fază identice ca număr de spire w_1 și ca număr de crestături ocupate, legate în stea sau în triunghi și alimentate de la o rețea trifazată de curent alternativ. În interiorul statorului se află rotorul.



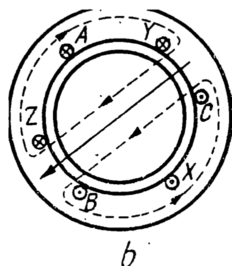


Fig. 2.17. Variația în spațiu a t.m V_A, V_B, V_C și a.t.m. rezultante v pentru $wt = 0$ *(a)*; axa cîmpului magnetic rezultat pentru $\omega t = 0$ *(b)*.

Cele trei înfășurări monofazate, ocupă fiecare cîte o treime din crestăturile armăturii. Axele magnetice ale celor trei înfășurări sînt decalate cu unghiul geometric $\frac{2\pi}{3p}$. Începuturile acestor înfășurări sînt A,B,C, iar sfîrșiturile X,Y,Z. Succesiunea celor trei înfășurări la periferia statorului este inversă sensului de rotație al acelor ceasornicului.

Curenții prin cele trei înfășurări de fază sînt:

$$i_A = \sqrt{2}\, I \cos \omega t; \quad i_B = \sqrt{2}\, I \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right); \qquad (2.34)$$
$$i_C = \sqrt{2}\, I \cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right).$$

În aceste condiții se pune problema să se calculeze t.m. dintre stator și rotor produsă de ansamblul celor trei înfășurări de fază parcurse de curenții de mai sus. Pentru a stabili calitativ variația în timp și spațiu a tensiunii magnetice se vor considera cîteva momente succesive $\omega t \in \left[0; \frac{\pi}{2}\right]$.

Pentru simplitate se presupune $q = 1$ și $p = 1$. În figura 2.17, *a*, s-au reprezentat tensiunile magnetice v_A, v_B, v_C ale celor trei înfășurări și tensiunea magnetică rezultantă v pentru $\omega t = 0$, în care caz curenții au valorile $i_A = \sqrt{2}\, I$; $i_B = -\frac{\sqrt{2}}{2} I$; $i_C = -\frac{\sqrt{2}}{2} I$. În figura 2.17, *b* este indicată axa cîmpului magnetic la momentul respectiv.

În figura 2.18, *a* s-a reprezentat t.m. rezultantă, precum și tensiunile magnetice v_A, v_B, v_C, la momentul $\omega t = \frac{\pi}{2}$, iar în figura 2.18, *b* s-a indicat axa cîmpului magnetic pentru același moment.

Analizînd t.m. rezultantă în diferitele momente succesive, aceasta pare a se deplasa la periferia interioară a statorului în sensul succesiunii în spațiu a înfășurărilor AX, BY, CZ și prezintă și o variație de formă. T.m. rezultantă este mai apropiată de o cosinusoidă decît t.m. v_A, v_B, v_C; aceasta înseamnă că anumite armonici de ordin superior sînt înăbușite sau micșorate în cazul înfășurării trifazate. Variația în spațiu a t.m. rezultante

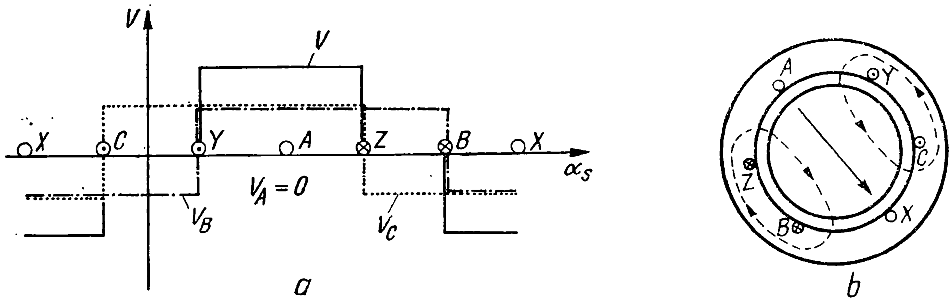


Fig. 2.18. Variația în spațiu a t.m. V_A, V_B, V_C și a t.m. rezultate v pentru $\omega t = \frac{\pi}{2}$ *(a)*; axa cîmpului magnetic rezultant pentru $\omega t = \frac{\pi}{2}$ (b).

are aceeași formă fie că întrefierul este uniform fie că întrefierul îndeplinește condiția

$$\delta(\alpha_s) = \delta\left(\alpha_s + \frac{\pi}{p}\right).$$

În continuare se va calcula expresia analitică a t.m. rezultante pe armonici.

Pentru armonica de ordinul ν se obține:

$$v_\nu = v_{A\nu} + v_{B\nu} + v_{C\nu} \tag{2.35}$$

unde

$$v_{A\nu} = \frac{2\sqrt{2}\,(-1)^{\frac{\nu-1}{2}}}{\pi\nu} w_1 k_{w\nu} \cos\omega t \cos p\nu\alpha_s = V_{m\nu}\cos\omega t\cos p\nu\alpha_s;$$

$$v_{B\nu} = V_{m\nu}\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos p\nu\left(\alpha_s - \frac{2\pi}{3p}\right) \tag{2.36}$$

$$v_{C\nu} = V_{m\nu}\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\cos p\nu\left(\alpha_s - \frac{4\pi}{3p}\right).$$

Pentru efectuarea sumei (2.35) se va exprima t.m. a fazelor sub altă formă pe baza unei identități trigonometrice cunoscute:

$$v_\nu = \frac{1}{2} V_{m\nu}\Big\{\cos(\omega t - \nu\theta_s) + \cos(\omega t + \nu\theta_s) + \tag{2,37}$$

$$+\cos\left[\omega t - \nu\theta_s + (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right] + \cos\left[\omega t + \nu\theta_s - (\nu - 1)\frac{2\pi}{3}\right] +$$

$$+\cos\left[\omega t - \nu\theta_s + (\nu - 1)\frac{4\pi}{3}\right] + \cos\left[\omega t + \nu\theta_s - (\nu + 1)\frac{4\pi}{3}\right]\Big\}.$$

Pentru armonicile de tipul $\nu = 3(2k + 1)$ t.m. rezultantă este zero, fapt care se verifică imediat cu relația (2.37). În mașina trifazată t.m. rezultantă nu conține armonica 3, care este cea mai importantă ca mărime

după fundamentală în tensiunea magnetică de fază şi de asemenea armonicile multiplu de trei nu sînt conţinute în tensiunea magnetică rezultantă.

Pentru armonicile de tipul $\nu = 6k-1$, $k = 1,2,..,$t.m. rezultantă are expresia:

$$v_\nu = \frac{3}{2} V_{m\nu} \cos(\omega t + p \nu \alpha_s). \tag{2.38}$$

Prin urmare armonicile 5,11, 17,... sînt t.m. învîrtitoare avînd amplitudinea $\frac{3}{2} V_{m\nu}$. Fiind o undă învîrtitoare amplitudinea acestei tensiuni magnetice trebuie să fie regăsită după intervalul de timp Δt în punctul $\alpha_s + \Delta\alpha_s$, adică:

$$\frac{3}{2} V_{m\nu} \cos(\omega t + p\nu\alpha_s) = \frac{3}{2} V_{m\nu} \cos[\omega(t + \Delta t) + p\nu(\alpha_s + \Delta\alpha_s)],$$

sau
$$\omega\Delta t + \nu p \, \Delta\alpha_s = 0.$$

La limită obţinem expresia vitezei unghiulare

$$\lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta\alpha_s}{\Delta t} = \Omega_\nu = -\frac{\omega}{p\nu}. \tag{2.39}$$

Se constată că aceste armonici ale t.m. rezultante se rotesc cu viteze unghiulare invers proporţionale cu ordinul armonicii şi în sens contrar succesiunii în spaţiu a fazelor.

Pentru armonicile de tipul $\upsilon = 6k + 1$, adică armonicile 1,7, 13,... ...t.m. rezultantă are expresia:

$$v_\nu = \frac{3}{2} V_{m\nu} \cos(\omega t - p\nu\alpha_s). \tag{2.40}$$

Determinînd viteza unghiulară în acelaşi mod se obţine: $\Omega_\nu = \frac{\omega}{p\nu}$, adică viteza este invers proporţională cu ordinul armonicii, însă aceste armonici se rotesc în sensul succesiunii în spaţiu a fazelor. Fundamentala intră în cadrul acestor tipuri de armonici pentru $k = 0$. În continuare se va analiza armonica fundamentală a t.m. rezultante:

$$v_1 = \frac{3}{2} V_m \cos(\omega t - p\alpha_s). \tag{2.41}$$

După cum se constată t.m. de armonică fundamentală se roteşte în sensul succesiunii în spaţiu a fazelor şi are viteza unghiulară cea mai mare posibilă: $\Omega_1 = \Omega = \omega/p$; cum $\Omega = 2\pi n_1$, iar $\omega = 2\pi f$ rezultă: $n_1 = f/p$ [rot/s], n_1 este turaţia cîmpului magnetic învîrtitor care se exprimă în rot/s sau rot/min. Dacă frecvenţa are valoarea industrială $f = 50$ Hz atunci viteza de rotaţie a t.m. rezultante învîrtitoare exprimată în rot/min va fi dată de relaţia: $n_1 = 3\,000/p$ rot/min.

Se constată că viteza t.m. învîrtitoare denumită *viteză de sincronism* nu poate varia decît în trepte funcţie de numărul p de perechi de poli ai înfăşurării trifazate, pentru o frecvenţă dată. În plus viteza n de rotaţie nu poate fi mai mare de 3000 rot/min dacă $f = 50$ Hz. În tabelul 2.3 sînt indicate valorile vitezei de rotaţie ale cîmpului magnetic n în funcţie de numărul p, pentru $\upsilon = 1,5,7$.

TABELUL 2.3. **Vitezele de sincronism în rot/min ale fundamentalei ($\nu = 1$) și ale armonicilor 5 și 7 la $f_1 = 50$ Hz**

p	1	2	3	4	5	6
$\nu = 1$	3 000	1 500	1 000	750	600	500
$\nu = 5$	600	300	200	150	120	100
$\nu = 7$	428,5	214,2	142,8	107,1	85,7	71,4

Se constată că viteza de rotație sincronă, pentru armonica ν, este funcție numai de pulsația ω a tensiunii de alimentare și de numărul de perechi de poli p ai înfășurărilor de fază. Amplitudinea t.m. rezultante a armonicii fundamentale reprezintă 3/2 din amplitudinea t.m. a armonicii fundamentale produsă de înfășurarea de fază.

T.m. învîrtitoare a armonicii fundamentale se suprapune peste t.m. cosinusoidală în timp și spațiu a armonicii fundamentale a unei faze în momentul în care în faza respectivă curentul are valoarea maximă pozitivă. Astfel pentru $\omega t = 0$ curentul din faza AX are valoarea $i_A = \sqrt{2}\, I = I_m$, iar t.m. a acestei faze va fi: $v_A = V_m \cos p\, \alpha_s$. Pentru t.m. învîrtitoare rezultă $v = \frac{3}{2} V_m \cos p\, \alpha_s$.

Adică variația în spațiu, la momentul respectiv, a celor două t.m. este aceeași, doar amplitudinile lor diferă.

În momentul $\omega t = \frac{2\pi}{3}$, curentul din faza BY este maxim $i_B = I_m$ și tensiunea magnetică a înfășurării de fază va fi: $v_B = V_m \cos \left(p\, \alpha_s - \frac{2\pi}{3}\right)$.

În același moment t.m. învîrtitoare devine $v = \frac{3}{2} V_m \cos \left(p\, \alpha_s - \frac{2\pi}{3}\right)$.

În momentul $\omega t = \frac{4\pi}{3}$ curentul din faza CZ este maxim, $i_C = I_m$, similar se obține t.m. de fază $v_C = V_m \cos \left(p\, \alpha_s - \frac{4\pi}{3}\right)$ și t.m. învîrtitoare $v = \frac{3}{2} V_m \cos \left(p\, \alpha_s - \frac{4\pi}{3}\right)$. Rezultantele de mai sus sînt ilustrate în figura 2.19. Deci cu ajutorul înfășurărilor de curent alternativ trifazate (sau

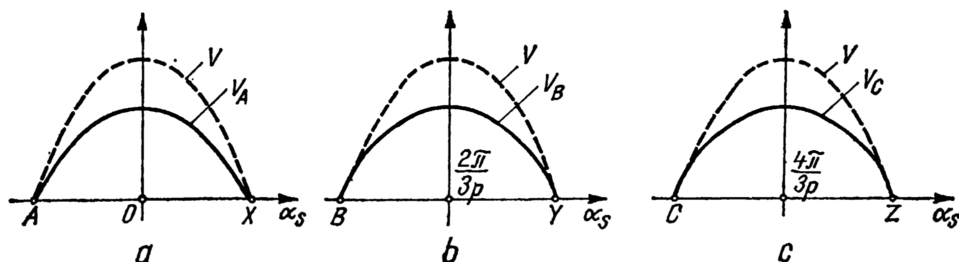


Fig. 2.19. T.m. rezultantă învîrtitoare și t.m. de fază în momentele: *a)* $\omega t = 0$; *b)* $\omega t = \frac{2\pi}{3}$; *c)* $\omega t = 4\pi/3$.

polifazate) parcurse de curenți simetrici trifazați (sau polifazați) se pot realiza cîmpuri magnetice învîrtitoare, similare cu cele produse de armătura rotitoare.

Pentru $m = 2$, cîmpul magnetic învîrtitor este produs de două înfășurări ortogonale (decalate în spațiu cu 90° electrice) avînd aceleași caracteristici și parcurse de curenții $i_1 = I\sqrt{2}\cos\omega t$ respectiv $i_2 = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$. Tensiunile magnetice de ordinul ν se pot scrie sub forma:

$$v_{1\nu} = V_{m\nu}\cos\nu p\,\alpha_s\cos\omega\,t;$$

$$v_{2\nu} = V_{m\nu}\cos\nu p\left(\alpha_s - \frac{\pi}{2p}\right)\cdot\cos\left(\omega\,t - \frac{\pi}{2}\right) \qquad (2.42)$$

tensiunea magnetică rezultantă este:

$$v_\nu = v_{1\nu} + v_{2\nu} = \frac{V_{m\nu}}{2}\Big\{\cos(\omega\,t + p\,\nu\,\alpha_s) + \cos(\omega\,t - p\,\nu\,\alpha_s) +$$

$$+ \cos\left[\nu p\,\alpha_s + \omega\,t - (\nu + 1)\frac{\pi}{2}\right] + \cos\left[\omega\,t - p\,\nu\,\alpha_s + (\nu - 1)\frac{\pi}{2}\right]\Big\} \qquad (2.43)$$

pentru $\nu = 4k - 1$ rezultă $v_\nu = V_{m\nu}\cos(\omega\,t + p\,\nu\,\alpha_s)$; pentru $\nu = 4k + 1$ rezultă $v_\nu = V_{m\nu}\cos(\omega\,t - p\,\nu\,\alpha_s)$. Ultimele tipuri de armonici ($\nu = 4k + 1$) conțin și fundamentală ($k = 0$) care are expresia $v = V_m\cos(\omega\,t - p\,\alpha_s)$. Acest sistem de înfășurări produce un cîmp magnetic care conține toate armonicile de ordin impar care sînt conținute în fiecare t.m. v_1, v_2, adică nu prezintă avantajul înfășurării trifazate care anulează armonicile de ordinul $3k$.

Cîmp magnetic învîrtitor se poate obține și cu o înfășurare m — fazată parcursă de curenții:

$$i_1 = \sqrt{2}\,I\cos\omega\,t; \quad i_2 = \sqrt{2}\,I\cos\left(\omega\,t - \frac{2\pi}{m}\right); \ldots;$$

$$i_m = I\sqrt{2}\cos\left(\omega t - 2\pi\,\frac{m-1}{m}\right) \qquad (2.44)$$

în ipoteza că două înfășurări succesive sînt decalate în spațiu cu unghiul electric $\frac{2\pi}{m}$, iar înfășurările au aceleași caracteristici. După efectuarea calculelor se obține:

$$v_\nu = \frac{mV_{m\nu}}{2}\cos(\omega\,t - p\,\nu\,\alpha_s), \quad \nu = 2mk + 1;$$

$$v_\nu = \frac{mV_{m\nu}}{2}\cos(\omega\,t + p\,\nu\,\alpha_s), \quad \nu = 2mk - 1.$$

Pentru fundamentala t.m. se obține

$$v = \frac{mV_m}{2}\cos(\omega\,t - p\,\alpha_s), \quad V_m = V_1 I\sqrt{2}$$

Armonicile de ordinul mk sînt anulate la acest sistem de înfășurare. Prin particularizarea relațiilor precedente se obțin rezultatele de la înfășurarea bifazată ($m = 2$) și de la înfășurarea trifazată ($m = 3$).

2.8. CORELAŢIA ÎNTRE TENSIUNEA MAGNETICĂ REZULTANTĂ ŞI CURENTUL REPREZENTATIV

Pentru a se stabili relaţia între tensiunea magnetică rezultantă a unei înfăşurări trifazate şi curentul reprezentativ se vor considera numai fundamentalele tensiunilor magnetice corespunzătoare înfăşurărilor monofazate AX; BY; CZ:

$$\begin{aligned} v_A &= V_1\, i_A \cos \theta_s \\ v_B &= V_1\, i_B \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_C &= V_1\, i_C \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right). \end{aligned} \qquad (2.45)$$

Tensiunea magnetică rezultantă se poate pune sub forma:

$$v = V_1\left[i_A \cos \theta_s + i_B \cos\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$

$$= \frac{3}{2} V_1 \ \mathrm{Re}\, \frac{2}{3}\left[i_A\, e^{-j\theta_s} + i_B\, e^{-j\left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right)} + i_C\, e^{-j\left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right)}\right] =$$

$$= \frac{3}{2} V_1 \ \mathrm{Re}\left[e^{-j\theta_s} \cdot \frac{2}{3}(i_A + i_B\, a + i_C\, a^2)\right] = \frac{3}{2} V_1 \ \mathrm{Re}\left[i_s e^{-j\theta_s}\right],$$

unde $a = e^{-j\frac{2\pi}{3}}$; $V_1 = \frac{2}{\pi p} \cdot w\, k_w$; $k_w = k_q \cdot k_s$.

Mărimea complexă instantanee

$$i_s = \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_C) \qquad (2.46)$$

se numeşte fazorul curent reprezentativ şi prezintă importanţă în teoria unitară a maşinilor electrice trifazate. Acest fazor s-a definit în sistemul de referinţă fix faţă de stator. Dacă se scriu tensiunile magnetice (2.45) în sistemul de referinţă fix faţă de rotor, cu observaţia că $\theta_s = \theta + \theta_r$, se obţine:

$$v = \frac{3}{2} V_1 \ \mathrm{Re}\left[i_s e^{-j(\theta_r + \theta)}\right] = \frac{3}{2} V_1 \ \mathrm{Re}\left[i_s e^{-j\theta} \cdot e^{-j\theta_r}\right] =$$

$$= V \frac{3}{2} \mathrm{Re}\left[i_R\, e^{-j\theta_r}\right], \qquad (2.47)$$

unde $i_R = i_s\, e^{-j\theta}$.

Fazorul i_R este curentul reprezentativ i_s scris în sistemul de referinţă fix faţă de rotor; în acelaşi mod acest fazor poate fi transcris în orice sistem de referinţă. Astfel dacă se consideră un alt sistem de referinţă notat cu k, care formează unghiul $\lambda = \theta_k - \theta$, cu sistemul F.R. atunci fazorul curent reprezentativ i_R în noul sistem de referinţă va fi:

$$i_K = i_R\, e^{-j\lambda} = i_R\, e^{-j(\theta_k - \theta)}. \qquad (2.48)$$

În figura 2.20 se indică sistemele de referință și unghiurile corespunzătoare. Dacă expresia curentului reprezentativ este cunoscută în sistemul de referință K, atunci poate fi calculat și în alt sistem de referință, de exemplu în sistemul de referință fix față de rotor va fi:

$$\dot{i}_R = \dot{i}_K e^{-j(\theta - \theta_K)} \tag{2.49}$$

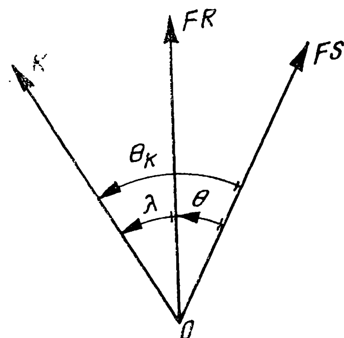


Fig. 2.20. Sisteme de referință.

Un prim avantaj al utilizării fazorului curent reprezentativ constă în aceea că poate caracteriza o înfășurare trifazată simetrică conducînd la o singură ecuație pentru această înfășurare.

Dacă curenții satisfac relația: $i_A + i_B + i_C = 3\, i_0$, atunci se poate scrie: $i_A - i_0 + i_B - i_0 + i_C - i_0 = 0$ sau $i'_A + i'_B + i'_C = 0$ unde $i'_A = i_A - i_0$; $i'_B = i_B - i_0$; $i'_C = i_C - i_0$.

În acest caz curentul reprezentativ al celor două sisteme de curenți este același, adică:

$$i'_s = \frac{2}{3}\left(i'_A + a\, i'_B + a^2\, i'_C\right) = \frac{2}{3}\left(i_A + a\, i_B + a^2\, i_C\right) = i_s$$

deci curentul reprezentativ este independent de curentul i_0, care este o funcție oarecare de timp. Se mai constată că dacă curentul $i_0 = 0$ și se dă curentul reprezentativ, atunci curenții i_A, i_B, i_C se determină cu relațiile:

$$i_A = \text{Re}\,[\dot{i}_s] = \frac{2}{3}\left(i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right) = i_A$$

$$i_B = \text{Re}\,[a^2\, i_s]; \quad i_C = \text{Re}\,[a\, i_s]. \tag{2.50}$$

Curenții i_s și i_0 caracterizează complet un sistem trifazat de curenți. Deoarece curentul i_0 rămîne același la orice transformare de curenți, iar la sistemele trifazate fără fir neutru $i_0 = 0$ atunci de cele mai multe ori nu se mai scrie ecuația referitoare la curentul i_0, ecuație care este aceeași la orice transformare de curenți, altfel spus ecuația este aceeași în orice sistem de coordonate. Un alt avantaj al curentului reprezentativ constă în faptul că trecerea acestui curent dintr-un sistem de referință în alt sistem de referință se face prin relații simple ușor de determinat.

Curentul reprezentativ se poate construi și pentru armonicile spațiale de ordinul ν ale t.m. rezultante, astfel:

$$v_{A\nu} = V_{m\nu}\, i_A \cos \nu\, \theta_s,\; v_{B\nu} = V_{m\nu}\, i_B \cos \nu \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$v_{C\nu} = V_{m\nu}\, i_C \cos \nu \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3}\right). \tag{2.51}$$

Tensiunea magnetică rezultantă pentru armonica de ordinul ν se va scrie:

$$v_\nu = v_{A\nu} + v_{B\nu} + v_{C\nu} = \frac{3}{2} V_{m\nu} \operatorname{Re} \frac{2}{3} \left\{ i_A e^{-j\nu\theta_s} + i_B a^\nu e^{-j\nu\theta_s} + \right.$$

$$\left. + i_C a^{2\nu} e^{-j\nu\theta_s} \right\} = \frac{3}{2} V_{m\nu} \operatorname{Re} \left[i_{s\nu} e^{-j\nu\theta_s} \right] =$$

$$= \frac{3}{4} V_{m\nu} \left[i_{s\nu} e^{-j\nu\theta_s} + (i_{s\nu} e^{-j\nu\theta_s})^* \right] \qquad (2.52)$$

unde $i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a^\nu i_B + a^{2\nu} i_C)$ este curentul reprezentativ pentru armonica de ordinul ν scrisă în sistemul de referință (FS).

Dacă $\nu = 3k$, $k \in N$, atunci $i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + i_B + i_C) = 2 i_0$, adică curentul reprezentativ corespunde sistemului homopolar. Dacă $\nu = 6k+1$, $k \in N$, atunci $i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a i_B + a^2 i_c) = i_s$, adică aceste armonici care includ și fundamentala, depind de curentul i_s. În regim permanent aceste armonici se rotesc în același sens cu fundamentala dar cu viteza diferită. Dacă $\nu = 6k-1$, $k \in N - \{0\}$, atunci $i_{s\nu} = \frac{2}{3}(i_A + a^2 i_B + a i_C) = i_s^*$, adică aceste armonici depind de curentul reprezentativ conjugat i_s^*; în regim permanent aceste armonici se rotesc cu viteze diferite în sens contrar fundamentalei.

În cazul în care mașina are m faze și oricare două faze succesive sînt decalate spațial cu unghiul electric $2\pi/m$; t.m. rezultantă are următoarea expresie:

$$v(\theta_s, t) = V_m i_1 \cos\theta_s + \ldots + V_m i_m \cos\left(\theta_s - \frac{m-1}{m} 2\pi\right) =$$

$$= \operatorname{Re} \left[V_m \frac{m}{2} i_s e^{-j\theta_s} \right] = \frac{m V_m}{4} \left[i_s e^{-j\theta_s} + (i_s e^{-j\theta_s})^* \right] \qquad (2.53)$$

unde curentul reprezentativ $i_s = \frac{2}{m}(i_1 + b i_2 + \ldots + b^{m-1} i_m)$; $b = e^{j\frac{2\pi}{m}}$.

Se pot stabili relații similare și pentru armonici.

Trecerea dintr-un sistem de referință în alt sistem de referință se face în același mod, oricare ar fi m.

2.9. SISTEME DE COORDONATE

Cu ajutorul curentului reprezentativ se pot defini sistemele de coordonate utilizate în teoria mașinilor electrice.

a) Sistemul de coordonate $\alpha, \beta, 0$. Acest sistem de coordonate este definit de curentul reprezentativ i_s scris în sistemul de referință fix față de stator și de curentul i_0.

Curentul reprezentativ fiind o mărime complexă se poate scrie

$$i_s = i_\alpha + j\, i_\beta \tag{2.54}$$

adică

$$i_\alpha = \mathrm{Re}\,[i_s] = \frac{2}{3}\left[i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right]; \quad i_\beta = \mathrm{Im}\,[i_s] = \frac{1}{\sqrt{3}}\,(i_B - i_C);$$

$i_0 = \frac{1}{3}\,(i_A + i_B + i_C)$ unde s-a adăugat şi relaţia pentru curentul i_0. Aceste relaţii pot fi scrise sub formă matricială, astfel:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \tag{2.55}$$

sau sub formă restrînsă: $[i_{0,\alpha,\beta}] = [C'] \cdot [i_{ABC}]$.

Dacă se consideră înfăşurarea trifazată cu axele magnetice ale celor trei înfăşurări monofazate şi planul complex a cărui axă reală coincide cu axa magnetică a înfăşurării AX, atunci axa reală şi axa imaginară din planul complex constituie axele sistemului de coordonate $(\alpha,\ \beta,\ 0)$. În figura 2.21 este reprezentat sistemul de coordonate $(\alpha,\ \beta,\ 0)$. Relaţiile (2.55) pot fi interpretate ca proiecţii ale mărimilor i_A, i_B, i_C — considerate ca vectori — pe axele sistemului de coordonate $(\alpha, \beta, 0)$. Componenta i_0 nu apare ca proiecţie în nici un sistem de coordonate. Această componentă se calculează simplu şi este invariantă la transformările de curenţi. De precizat că acest sistem de coordonate este fix faţă de stator. Dacă curentul $i_0 = 0$ atunci pentru componentele curentului reprezentativ pe cele două axe i_α şi i_β există o interpretare fizică simplă: înfăşurarea trifazată reală parcursă de curenţii i_A, i_B, i_C creează aceaşi tensiune magnetică rezultantă ca şi cele două înfăşurări monofazate ale căror axe magnetice coincid cu axele α şi β şi care sînt parcurse de curenţii i_α, respectiv i_β. Cînd se operează cu curenţii i_A, i_B, i_C se spune că se operează cu sistemul de coordonate al fazelor; acest sistem se notează (A,B,C).

Trecerea de la un sistem de curenţi la alt sistem de curenţi este bine definită de matricea de transformare, în cazul în care această matrice este nesingulară. Trecerea de la noul sistem de curenţi la vechiul sistem de curenţi se face prin matricea de transformare inversă. Calculul matricii inverse este o operaţie dificilă, din această cauză în teoria maşinilor electrice se utilizează matrici ortogonale.

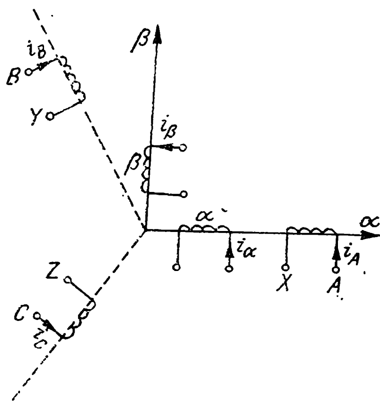


Fig. 2.21. Sisteme de coordonate (α, β, 0).

Pentru ca matricea de transformare între sistemul de coordonate natural (A, B, C) şi sistemul de coordonate $(\alpha, \beta, 0)$ să fie o matrice ortogonală relaţiile (2.55) se scriu sub forma:

$$i_\alpha = b\left(i_A - \frac{i_B + i_C}{2}\right); \quad i_\beta = b\frac{\sqrt{3}}{2}(i_B - i_C); \quad i_0 = bc(i_A + i_B + i_C) \qquad (2.56)$$

O matrice $[C]$ este ortogonală dacă inversa acestei matrici $[C^{-1}]$ este egală cu matricea transpusă $[C_t]$, adică $[C][C_t] = [C_t] \cdot [C] = [1]$ matricea $[1]$ se numeşte matricea unitate ale cărei elemente de pe diagonala principală sînt 1, iar toate celelalte elemente sînt zero.

Din condiţia de ortogonalitate rezultă: $b = \sqrt{\frac{2}{3}}$; $c = \frac{1}{\sqrt{2}}$, cu aceste date se construieşte matricea:

$$[C_1] = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \qquad (2.57)$$

care permite scrierea relaţiilor (2.56) sub forma:

$$[i_{ABC}] = [C_1]\,[i_{0,\alpha,\beta}] \text{ sau } [i_{0,\alpha,\beta}] = [C_1]_t\,[i_{ABC}]. \qquad (2,58)$$

Prin urmare în locul sistemului de curenţi i_A, i_B, i_C se utilizează un alt sistem de curenţi i_α, i_β, i_0 care prezintă avantaje în teoria anumitor tipuri de maşini electrice, cum ar fi maşina asincronă trifazată.

b) Sistemul de coordonate d, q, o. Curentul reprezentativ $\dot{i}_s$ scris în sistemul de coordonate fix faţă de rotor se poate pune sub forma:

$$\dot{i}_R = \dot{i}_s e^{-j\theta} = i_d + j\,i_q = (i_\alpha + j\,i_\beta)\,e^{-j\theta}. \qquad (2.59)$$

Din (2.59) rezultă: $\frac{\partial \dot{i}_R}{\partial \theta} = -j\,\dot{i}_R$ sau $\frac{\partial i_d}{\partial \theta} = i_q$ şi $\frac{\partial i_q}{\partial \theta} = -i_d$.

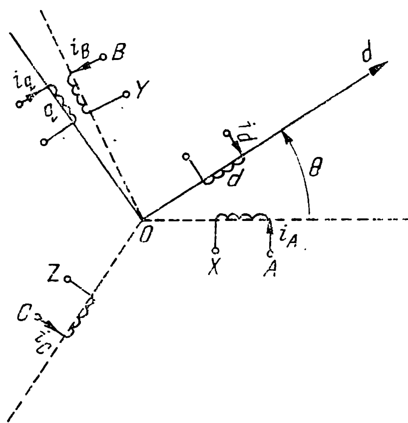


Fig. 2.22. Sisteme de coordonate $(d, q, 0)$.

Se constată că sistemul de curenţi i_d, i_q, i_0 determină complet sistemul de curenţi trifazaţi i_A, i_B, i_C. Curenţii definiţi de relaţia (2.59) plus curentul i_0 formează sistemul de coordonate $d, q, 0$. Aceşti curenţi sînt definiţi în sistemul de coordonate fix faţă de rotor.

Dacă $i_0 = 0$ interpretarea fizică este similară cu cea din sistemul de coordonate $(\alpha, \beta, 0)$, adică tensiunea magnetică rezultantă creată de curenţii i_d şi i_q care parcurg înfăşurările monofazate ale căror axe magnetice coincid cu axa reală din planul complex (d), respectiv axa imaginară (q) este egală cu tensiunea magnetică rezultantă creată de curenţii i_A, i_B, i_C, care parcurg înfăşurarea trifa-

zată, t.m. fiind scrisă în sistemul de coordonate fix față de rotor. Axa d se numește *axă longitudinală* și coincide de obicei cu axa polului nord rotoric, axa q se numește *axă transversală*. În figura 2.22 se indică poziția axelor d și q. Curenții i_d și i_q pot fi considerați ca suma proiecțiilor curenților i_A, i_B, i_C pe axele d respectiv q. Pe baza relației (2.59) se poate stabili matricea de transformare între coordonatele (α, β, 0) și (d, q, 0), adică: $[i_{0,\alpha,\beta}] = [C_2]\ [i_{0,d,q}]$. În relația (2.59) matricea C_2 este de forma:

$$C_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos\theta & -\sin\theta \\ 0 & \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \tag{2.60}$$

unde θ este unghiul format de axa fazei A și axa d.

Din relațiile (2.58) și (2.59) rezultă:

$$\begin{aligned} i_d &= \sqrt{\frac{2}{3}}\left[i_A\cos\theta + i_B\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C\cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \\ i_q &= -\sqrt{\frac{2}{3}}\left[i_A\sin\theta + i_B\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right)\right] \\ i_0 &= \frac{1}{3}(i_A + i_B + i_C) \end{aligned} \tag{2.60, a}$$

Sistemul de coordonate d, q, 0 prezintă avantaje în studiul mașinii sincrone.

c) *Sistemul de coordonate 1, 2, 0.* Acest sistem de coordonate se definește în sistemul de referință fix față de stator, prin relațiile:

$$i_0 = i_0;\quad i_1 = i_s/2 = \frac{1}{2}(i_\alpha + j\, i_\beta);$$

$$i_2 = i_s^*/2 = \frac{1}{2}(i_\alpha - j\, i_\beta). \tag{2.61}$$

Relațiile (2.61) se pot pune matriceal sub forma: $[i_{0\alpha\beta}] = [C_3]\cdot[i_{120}]$, unde:

$$[C_3] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & j & -j \end{bmatrix} \tag{2.62}$$

Matricele $[C_1]$, $[C_2]$, $[C_3]$ sînt matrice ortogonale și deci relațiile inverse se stabilesc ușor cu matricele transpuse corespunzătoare. Sistemul de

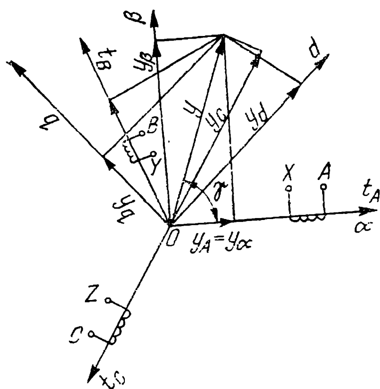


Fig. 2.23. Fazorul reprezentativ și proiecțiile sale pe axele sistemelor de coordonate.

coordonate 1, 2, 0 prezintă avantaje în studiul regimurilor nesimetrice.

În relațiile de mai sus s-au considerat curenții, însă relații analoge se pot scrie pentru tensiuni, fluxuri magnetice, t.e.m. Pe baza relațiilor stabilite mai sus rezultă o interpretare geometrică a curentului reprezentativ (fig. 2.23), astfel relațiile între sistemele de coordonate se obțin prin proiectarea pe axele magnetice ale înfășurărilor reale sau echivalente a curentului reprezentativ și a curenților din înfășurări considerați vectori avînd direcția axei magnetice corespunzătoare. Deoarece aceste reguli se aplică și la tensiuni electrice, fluxuri, t.e.m. în figura 2.23 s-a luat ca notație generală litera y. Din $y_A = y \cos \gamma$; $y_B = y \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right)$; $y_C = y \cos\left(\gamma - \frac{4\pi}{3}\right)$ rezultă $|y| = \frac{2}{3}\sqrt{y_A^2 + y_B^2 + y_C^2}^{\,3}$; $\cos\gamma = \frac{y_A}{|y|}$. Relațiile se pot generaliza și pentru m faze. Se poate scrie $|y|^2 = y\,y^*$.

2.10. CÎMPURILE MAGNETICE ALE MAȘINILOR ELECTRICE

În mașinile electrice, cîmpurile magnetice se obțin mai ales prin intermediul curenților de conducție și în o serie de cazuri cu ajutorul magneților permanenți. Dacă curentul electric care parcurge conductoarele este continuu atunci cîmpul magnetic este constant în timp avînd o repartiție a componentei radiale funcție de poziția conductoarelor și de geometria armăturilor.

Dacă curentul este variabil în timp atunci și cîmpul magnetic produs este variabil. Cîmpul magnetic produs de un curent alternativ se numește cîmp magnetic alternativ. Fundamentala acestui cîmp este pulsatorie în timp și spațiu (similar și la armonici). Se tinde, la cele mai multe mașini electrice, ca repartiția inducției magnetice de-a lungul pasului polar să fie sinusoidală deoarece în acest caz mașina nu constituie o sursă de putere deformantă și deci mașina și rețeaua pot funcționa cu un randament mai ridicat.

Un cîmp magnetic învîrtitor, repartizat sinusoidal în spațiu, care își păstrează amplitudinea constantă, se mai numește *cîmp magnetic circular*.

Cîmpul magnetic sinusoidal în timp și spațiu este echivalent cu două cîmpuri magnetice circulare de amplitudine egală și viteze opuse și egale în modul.

În cazul în care într-o mașină electrică, prin intermediul a două înfășurări, se produc două cîmpuri alternative a căror fundamentale au amplitudini diferite B_1 și B_2 orientate diferit, astfel că unghiul dintre direcțiile amplitudinilor este $\frac{\pi}{2p}$, se obține un cîmp magnetic rezultant, învîrtitor, a cărui amplitudine descrie o elipsă cu viteza unghiulară variabilă în timp.

Într-adevăr fie $b_1(\alpha_s, t) = B_1 \cdot \cos \omega t \cdot \cos p\alpha_s$, $b_2(\alpha_s, t) = B_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$ $\cos p\left(\alpha_s - \frac{\pi}{2p}\right)$ și $b(\alpha_s, t) = b_1(\alpha_s, t) + b_2(\alpha_s, t)$ este cîmpul rezultant, atunci după efectuarea calculelor rezultă:

$$b(\alpha_s, t) = \frac{1}{2}(B_1 + B_2)\cos(\omega t - p\alpha_s) + \frac{1}{2}(B_1 - B_2)\cos(\omega t + p\alpha_s). \quad (2.63)$$

Dacă se notează $x = (B_1 + B_2)\cos(\omega t - p\alpha_s)$ și $y = (B_1 - B_2) \cdot \cos(\omega t - p\alpha_s)$ atunci $x^2/(B_1 + B_2)^2 + y^2/(B_1 - B_2)^2 = 1$ care este ecuația unei elipse, cu semiaxa mare egală cu suma amplitudinilor celor două cîmpuri $b_1(\alpha_s, t)$ și $b_2(\alpha_s, t)$, iar semiaxa mică egală cu diferența lor.

Această elipsă dată în figura 2.24 reprezintă locul geometric a lui $b(\alpha_s, t)$ cînd timpul t și coordonata α_s variază. După curba loc geometric, un astfel de cîmp se numește *cîmp eliptic*. Amplitudinea B a cîmpului magnetic rezultant se rotește în sensul componentei rotitoare de amplitudine mai mare, cu o viteză unghiulară care depinde de timp. În cazul considerat, cîmpul magnetic eliptic este compus din două cîmpuri magnetice circulare de amplitudini diferite.

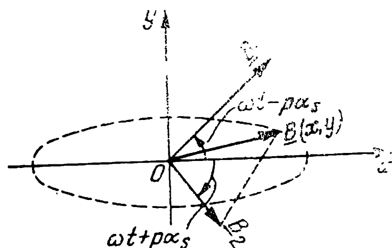


Fig. 2.24. Cîmp magnetic eliptic.

Dacă la o înfășurare trifazată cîmpurile magnetice corespunzătoare celor trei faze se pot pune sub forma: $b_A = B\cos\omega t \cdot \cos p\alpha_s$, $b_B = B\cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)\cos\left(p\alpha_s - \frac{2\pi}{3}\right)$ și $b_C = B_1\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot \cos\left(p\alpha_s - \frac{4\pi}{3}\right)$, atunci cîmpul rezultant b va fi:

$$b = b_A + b_B + b_C = \frac{3B}{2}\cos(\omega t - p\alpha_s) + (B_1 - B)\cos\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \cdot$$
$$\cdot \cos\left(p\alpha_s - \frac{4\pi}{3}\right)$$

care este tot un cîmp magnetic eliptic compus dintr-un cîmp magnetic învîrtitor și un cîmp magnetic cosinusoidal în timp și spațiu. Cîmpuri eliptice se obțin și la aceleași amplitudini ale cîmpurilor componente dar cu defazaje oarecare. În general, în cazul mașinilor parcurse de curenți asimetrici apar cîmpuri magnetice eliptice la orice număr de faze $m \neq 1$ și pentru orice armonică ν. Aceste nesimetrii se exprimă prin amplitudini neegale ale cîmpurilor magnetice componente sau/și defazaje nesimetrice în timp sau/și în spațiu. În figura 2.25 se prezintă tipurile de cîmpuri magnetice. Viteza unghiulară a cîmpului magnetic învîrtitor circular de sens direct este $\Omega = \omega/p$. Pentru a obține un cîmp magnetic învîrtitor, circular, de sens invers, trebuie să se modifice ordinea de succesiune în timp a cîmpurilor alternative componente. Pentru

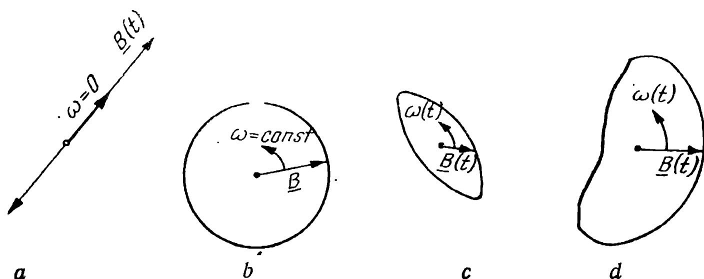


Fig. 2.25. Tipuri de cîmpuri magnetice:
a — cîmp alternativ; *b* — cîmp circular; *c* — cîmp eliptic; *d* — cîmp de o formă oarecare.

o maşină m — fazată, trebuie schimbate între ele $m-2$ sau $m-1$ faze, după cum m este par sau impar. În cazul maşinilor trifazate $m=3$, se schimbă două faze oarecare între ele. La roata polară trebuie să se schimbe sensul de rotaţie.

2.11. CURENTUL DE EXCITAŢIE RAPORTAT LA STATOR

La maşina cu poli aparenţi (roata polară) s-a stabilit expresia cîmpului magnetic învîrtitor pentru un curent de excitaţie I_e sub forma:

$$b_0(\alpha_s, t) = B_{m0} \cos(\omega t - p\,\alpha_s); \tag{2.64}$$

$$B_{m0} = \frac{\mu_0\, k_f\, w_e\, I_e}{\delta}; \quad \omega = p\,\Omega.$$

Expresia (2.64) este scrisă în sistemul de referinţă (FS).

Se poate considera că unda învîrtitoare (2.64) ar fi produsă chiar de armătura statorică echipată cu o înfăşurare m — fazată simetrică cu w spire şi factor de înfăşurare k_{w1}, dacă această înfăşurare este parcursă de un sistem de curenţi m fazat, simetric, cosinusoidal în timp. Curentul din faza de referinţă A fiind $i'_e = I'_e\sqrt{2}\cos\omega t$, în celelalte faze curenţii au aceeaşi valoare eficace şi doi curenţi succesivi sînt decalaţi în spaţiu cu $\frac{2\pi}{m}$. În acest caz s-a stabilit că unda cîmpului magnetic învîrtitor are forma:

$$b(\alpha_s, t) = B_m \cos(\omega t - p\,\alpha_s); \quad B_m = \frac{m\, w\, k_{w1}\, I'_e \sqrt{2}\,\mu_0}{\pi\, p\, \delta}. \tag{2.65}$$

Pentru ca cele două cîmpuri magnetice (2.64) şi (2.65) să fie identice este necesar ca $B_{m0} = B_m$. Din această egalitate rezultă:

$$I'_e = I_e\, \pi p\, k_f\, w_e / (m\, w\, k_{w1}\sqrt{2}). \tag{2.66}$$

Curentul I'_e se numeşte curentul de excitaţie raportat la stator şi reprezintă valoarea eficace a curenţilor m — fazaţi care produc acelaşi cîmp magnetic învîrtitor ca şi roata polară a cărei înfăşurare de excitaţie este

parcursă de curentul I_e. Această echivalență este valabilă numai pentru fundamentală. Înfășurarea m — fazată poate fi dispusă pe armătura rotorică dacă rotorul este fix și parcursă fiind de curenții simetrici m — fazați de valoare eficace I'_e produce același cîmp magnetic învîrtitor. În diagramele fazoriale se utilizează curentul $\underline{I}'_e$ reprezentat în complex simplificat.

2.12. TENSIUNEA ELECTROMOTOARE INDUSĂ ÎNTR-O BOBINĂ

Pentru calculul t.e.m. se aplică legea inducției electromagnetice:

$$e = -\frac{\mathrm{d}\varphi_{S_\Gamma}}{\mathrm{d}t} = -\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_\Gamma}\overline{B}\,\mathrm{d}\overline{A} = -\int_{S_\Gamma}\frac{\partial\overline{B}}{\partial t}\,\mathrm{d}\overline{A} + \int_\Gamma(\overline{v}\times\overline{B})\,\mathrm{d}\overline{r} = e_t + e_r \quad (2.67)$$

în care $e_t = -\int_{S_\Gamma}\frac{\partial\overline{B}}{\partial t}\,\mathrm{d}\overline{A}$ se numește t.e.m. indusă prin transformare, iar

$e_r = \int_\Gamma(\overline{v}\times\overline{B})\,\mathrm{d}\overline{r}$ se numește t.e.m. indusă prin rotație. Suma celor doi termeni, $e = e_t + e_r$, este independentă de sistemul de referință ales, așa încît împărțirea în cei doi termeni este relativă într-un sistem de referință dat. T.e.m. indusă se calculează fie calculînd fluxul magnetic $\varphi_{S_\Gamma} = \int_{S_\Gamma}\overline{B}\,\mathrm{d}\overline{A}$, fie calculînd separat cele două componente e_t și e_r ale t.e.m. induse e. T.e.m. e_r se introduce numai dacă conductorul în mișcarea lui taie liniile de cîmp. În cazul particular al mașinilor electrice curba Γ este luată de-a lungul conductoarelor conectate în serie și care formează bobina sau înfășurarea mașinii, plus curba dintre cele două borne care poate fi dusă prin izolație sau prin vid (numită curba tensiunii la borne). Inducția magnetică în întrefier se consideră că are componentă numai după rază (cîmpuri radiale) și depinde de coordonata unghiulară și de timp: $\overline{B} = \frac{\overline{r}}{r}\,b(\alpha_i, t)$. Suprafața S_Γ care trece prin întrefier este de formă cilindrică și elementul de arie se poate lua $\mathrm{d}A = LR\,\mathrm{d}\alpha_i$ unde $i = s, r, k$ funcție de sistemul de referință; $\mathrm{d}A$ corespunde cîmpului magnetic plan-paralel. În aceste condiții (2.67), pentru o bobină cu N_q spire, devine:

$$e = -N_q\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}\int_{S_\Gamma} b(\alpha_i, t)\,RL\,\mathrm{d}\alpha_i = -N_q\int_{S_\Gamma}\frac{\partial b(\alpha_i, t)}{\partial t}\,RL\,\mathrm{d}\alpha_i +$$
$$+ N_q v l_c\,[b(\alpha_i, t) - b(\alpha_i + \beta_1, t)] \quad (2.68)$$

unde l_c este lungimea conductorului din crestătură care se deplasează cu viteza v în cîmpul magnetic $b(\alpha_i, t)$. Sensul componentei radiale s-a considerat coincident cu normala la suprafața cilindrică S_Γ; conductoarele bobinei sînt perpendiculare pe liniile cîmpului magnetic.

a) T.e.m. indusă într-o bobină de un cîmp magnetic de forma: $b(\alpha_s, t) = b(t)\cos p\alpha_s$ scris în sistemul de referință FS se calculează considerînd bobina cu pas scurtat, dispusă pe rotor care are viteza unghiulară Ω_2 (fig. 2.26).

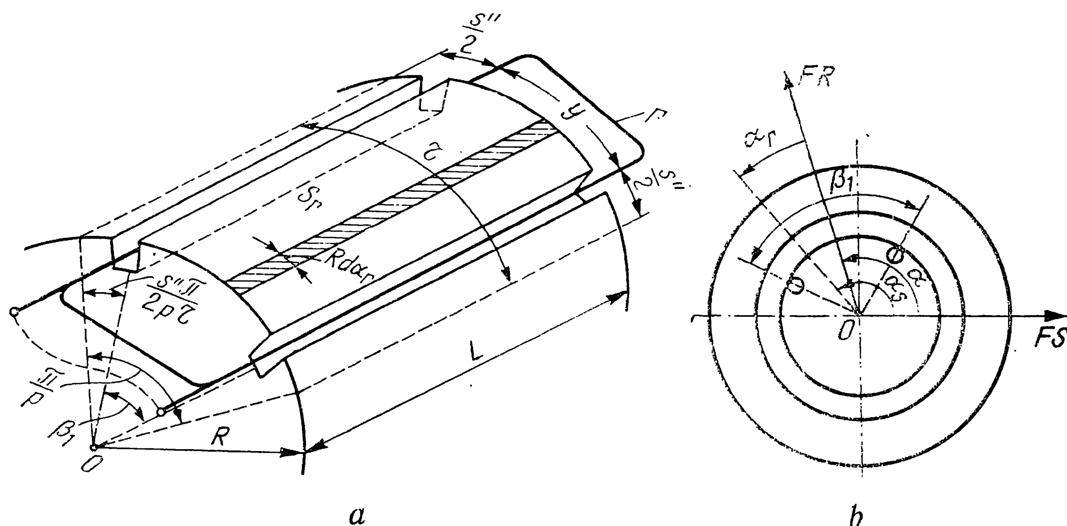


Fig. 2.26. **Bobina cu pas scurtat dispusă pe rotor *(a)*; sistemele de referință *(b)*.**

Deoarece bobina este dispusă pe rotor, este preferabil să se scrie inducția magnetică în sistemul FR. Fluxul magnetic φ_b care înlănțuie bobina este:

$$\varphi_b = N_q \int_{-\beta_1/2}^{+\beta_1/2} b\,(t) \cos p\,(\alpha + \alpha_r)\, RL\, \mathrm{d}\alpha_r = N_q \frac{2}{p} k_s LR\, b\,(t) \cos p\alpha;$$

$$\beta_1 = \frac{\pi}{p} - \frac{s''\pi}{p\tau}. \qquad (2.69)$$

În cazul particular cînd $b\,(t) = B_m \cos \omega t$, adică în întrefier există un cîmp magnetic pulsatoriu în timp și spațiu, fluxul magnetic φ_b devine:

$$\varphi_b = N_q\, \Phi_m\, k_s \cos \omega\, t \cos p\, \alpha; \quad \Phi_m = \frac{2}{\pi} L\, \tau\, B_m \qquad (2.70)$$

iar t.e.m. indusă de acest flux este:

$$e_b = N_q\, k_s\, \Phi_m\, \omega \cos \left(\omega\, t - \frac{\pi}{2}\right) \cos p\, \alpha + N_q k_s\, p\, \Omega_2 \Phi_m \cos \omega\, t \cdot \cos \left(p\, \alpha - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= E_b \sqrt{2} \cos \left(\omega\, t - \frac{\pi}{2}\right) \cos p\, \alpha + E_b \frac{\omega_r}{\omega} \sqrt{2} \cos \omega\, t \cos \left(p\, \alpha - \frac{\pi}{2}\right) \qquad (2.71)$$

unde $\Omega_2 = \frac{\mathrm{d}\,\alpha}{\mathrm{d}\,t}$; Φ_m este fluxul magnetic pe pol, iar $E_b = N_q\, k_s\, \Phi_m\, \omega/\sqrt{2}$.

T.e.m. e_b are două componente: o componentă de transformare de valoare eficace E_b proporțională cu pulsația ω și o componentă de rotație proporțională cu $\omega_r = p\Omega_2$; E_b are valoarea maximă dacă $k_s = 1$, $(s'' = 0)$; adică bobina trebuie să aibă deschiderea apropiată sau egală cu τ. Dacă $b\,(t) = B_{\delta 0}$,

adică cîmpul magnetic nu depinde de timp, atunci t.e.m. de transformare este nulă, iar t.e.m. de rotație are expresia:

$$e_b = N_q\, k_s\, p\, \Omega_2\, \Phi_m \cos\left(p\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right) = E_r \sqrt{2} \cos\left(p\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.71,\ \text{a})$$

Pentru armonica spațială de ordinul ν : $b_\nu(\alpha_s, t) = B_{m\nu} \cos \omega t \cos p\,\nu\,\alpha_s$, iar după calcule similare se obține:

$$e_{b\nu} = N_q k_{s\nu} \Phi_{m\nu} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \cos p\,\nu\,\alpha + N_q\, k_{s\nu} \Phi_{m\nu}\, p\,\nu\, \Omega_2 \cos \omega t \cos\left(p\,\nu\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right)$$

unde

$$\Phi_{m\nu} = \frac{2}{\pi} B_{m\nu} L \frac{\tau}{\nu}. \quad (2.72)$$

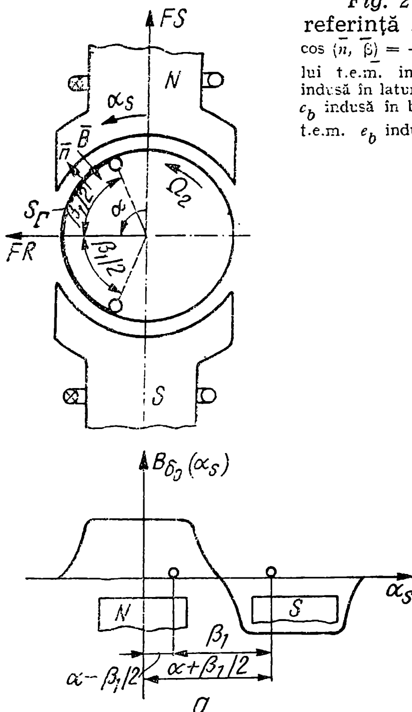
b) T.e.m. indusă într-o bobină rotorică de un cîmp magnetic fix în spațiu (în raport cu FS) și cu o distribuție spațială periodică corespunde cazului cînd armătura statorică are poli aparenți pe care sînt dispuse bobine alimentate în curent continuu.

Fluxul magnetic care înlănțuie bobina cu N_q spire și deschiderea $\beta_1 = \pi\, y_1/p\,\tau$ este:

$$\varphi_b = N_q \int_{\alpha-\beta_1/2}^{\alpha+\beta_1/2} B_{\delta 0}(\alpha_s)\, RL\, \mathrm{d}\,\alpha_s \quad (2.73)$$

$B_{\delta 0}(\alpha_s)$ reprezintă variația în spațiu a inducției magnetice (fig. 2.27, *a*) T.e.m. indusă în bobină este:

$$e_b = -\frac{\mathrm{d}\,\varphi_b}{\mathrm{d}\,t} = -N_q\, RL\, \frac{\mathrm{d}\alpha}{\mathrm{d}\,t}\left[B_{\delta 0}(\alpha + \beta_1/2) - B_{\delta 0}(\alpha - \beta_1/2)\right]. \quad (2.74)$$



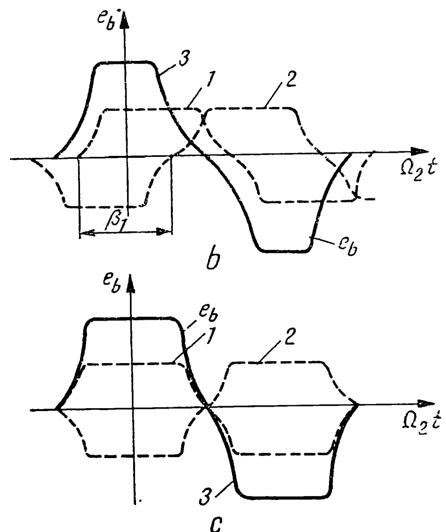


Fig. 2.27. Poziția bobinei în raport cu sistemul de referință *FS* și variația în spațiu a inducției magnetice: $\cos(\bar{n}, \bar{\beta}) = -1$; sensul pozitiv de parcurgere a curbei Γ este contrar sensului t.e.m. indicat în figură (*a*); t.e.m. indusă în bobină: *1* — t.e.m. indusă în latura de ducere; *2* — t.e.m. indusă în latura de întoarcere; *3* — t.e.m. e_b indusă în bobina cu pas scurtat, egală cu diferența celor două t.e.m. (*b*); t.e.m. e_b indusă în bobina cu pas diametral (valoarea medie pe o semiperioadă este maximă, (*c*).

Se constată că t.e.m. e_b este proporțională cu diferența dintre inducția magnetică din dreptul laturii de ducere a bobinei $B_{\delta 0}(\alpha-\beta_1/2)$ și inducția magnetică din dreptul laturii de întoarcere $B_{\delta 0}(\alpha+\beta_1/2)$. Pe baza relației (2.74) se poate calcula t.e.m. indusă într-o bobină de un cîmp magnetic cu o distribuție spațială oarecare. Rotorul fiind în mișcare $\alpha = \Omega_2 t$, deci la o altă scară variația în spațiu a inducției magnetice reprezintă variația în timp a t.e.m. indusă într-o latură a bobinei (fig. 2.27, *b*). Dacă $\beta_1 = \frac{\pi}{p}$ atunci $B_{\delta 0}(\alpha-\beta_1/2) = -B_{\delta 0}(\alpha+\beta_1/2)$ și t.e.m. e_b este:

$$e_b = 2\,L\,v\,N_q \cdot B_{\delta 0}(\alpha-\beta_1/2); \quad v = R\,\Omega_2. \tag{2.75}$$

În acest caz t.e.m. indusă depinde doar de inducția magnetică din dreptul laturii de ducere a bobinei (fig. 2.27, *c*). Dacă bobina se află cu latura de ducere în cîmpul magnetic nord, atunci t.e.m. este pozitivă și are același sens cu cel pozitiv ales pentru parcurgerea spirelor.

Dacă bobina are latura de ducere în regiunea polului sud, atunci t.e.m. este negativă; dacă are latura de ducere în axa polară atunci t.e.m. e_b este nulă.

c) T.e.m. indusă într-o bobină de un cîmp magnetic învîrtitor se calculează în aceleași condiții, doar că inducția magnetică din întrefier, în FS, are expresia: $b(\alpha_s, t) = B_m \cos(\omega_1 t - p\,\alpha_s)$, iar în sistemul FR, se exprimă sub forma:

$$b(\alpha_r, t) = B_m \cos(\omega_1 t - p\,\alpha_r - p\,\alpha) \tag{2.76}$$

unde $p\,\alpha$ joacă rolul unui defazaj pentru observatorul din *FR*. Fluxul magnetic care înlănțuie bobina cu N_q spire dispusă pe rotor (fig. 2.26) este:

$$\varphi_b = N_q \int_{-\beta_1/2}^{+\beta_1/2} B_m \cos(\omega_1 t - p\,\alpha_r - p\,\alpha)\,RL\,\mathrm{d}\,\alpha_r = N_q \Phi_m k_s \cos(\omega_1 t - p\,\alpha). \tag{2.77}$$

T.e.m. indusă în bobină este:

$$e_b = -\frac{\mathrm{d}\varphi_b}{\mathrm{d}t} = N_q \Phi_m k_s (\omega_1 - p\,\Omega_2) \cos\left(\omega_1 t - p\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right). \tag{2.78}$$

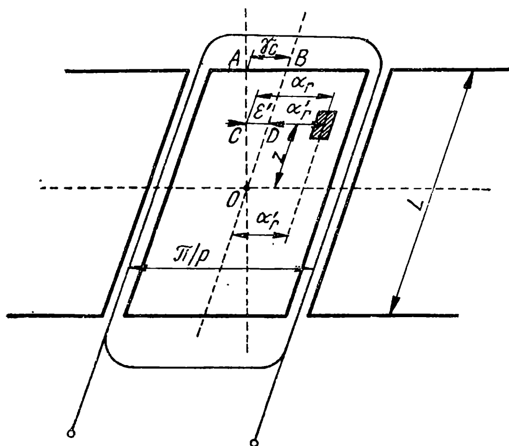


Fig. 2.28. Bobină cu N_q spire dispusă pe rotor, avînd laturile înclinate față de generatoare cu unghiul $2\,\gamma_c$ (pe figură s-au indicat unghiurile la centru).

Atît pulsația t.e.m. cît și valoarea eficace depind de viteza unghiulară Ω_2. Cîmpul magnetic învîrtitor de ordinul ν: $b_\nu(\alpha_s, t) = B_m \cdot \cos(\omega_1 t - p\,\nu\,\alpha_s)$ induce o t.e.m. în bobină care se calculează în acelși mod $e_{b\nu} = N_q\,\Phi_{m\nu}\,k_{s\nu}\,(\omega_1 - p\,\nu\,\Omega_2) \cos\left(\omega_1 t - p\,\nu\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right)$.

d) T.e.m. indusă de un cîmp magnetic învîrtitor de ordinul ν într-o bobină cu laturile înclinate plasată în crestături care au direcția înclinată față de generatoare se calculează în același mod cu precizarea că elementul de arie se calculează într-un sistem de referință oblic (fig. 2.28). Bo-

bina cu N_q spire se va considera cu pas diametral dispusă pe rotor. Axa sistemului de referință FR este dusă prin centrul 0 al suprafeței active a bobinei și aparține planului care trece prin axa mașinii. Din asemănarea triunghiurilor OAB și OCD rezultă: $R\gamma_c/R\varepsilon' = L/2Z$ sau $\varepsilon' = 2\gamma_c \cdot Z/L$ iar $\alpha_r = \alpha_r' + \varepsilon'$; cîmpul magnetic învîrtitor pentru armonica ν se poate pune sub forma:

$$b(\alpha_r, t) = B_{m\nu} \cos(\omega_1 t - p\nu\alpha_r' - 2p\gamma_c Z/L - p\nu\alpha). \quad (2.79)$$

Elementul de arie este $dA = R\, d\alpha_r' \cdot dZ$, iar fluxul magnetic prin bobină se poate scrie sub forma:

$$\varphi_b = N_q \int_{-L/2}^{L/2} \int_{-\pi/2p}^{\pi/2p} R B_{m\nu} \cos(\omega_1 t - p\nu\alpha_r' - 2p\gamma_c Z\nu/L - p\nu\alpha)\, dz\, d\alpha_r' =$$

$$= N_q \Phi_{m\nu} k_{c\nu} \sin\nu\frac{\pi}{2} \cos(\omega_1 t - p\nu\alpha); \qquad k_{c\nu} = \frac{\sin(\gamma_c \nu p)}{\gamma_c \nu p}. \quad (2.80)$$

Factorul $k_{c\nu}$ se numește *factor de înclinare* și $k_{c\nu} < 1$; cînd nu există înclinare ($\gamma_c = 0$), atunci $k_{c\nu} = 1$. T.e.m. indusă în bobină este:

$$e_{b\nu} = N_q \Phi_{m\nu} k_{c\nu} \sin\left(\nu \frac{\pi}{2}\right) \omega_1 \cos\left(\omega_1 t - p\nu\alpha - \frac{\pi}{2}\right).$$

În cazul în care bobina ar fi fost cu pas scurtat în expresia t.e.m. intervenea și factorul $k_{s\nu}$. Înclinarea totală a spirei este de ordinul de mărime al pasului dentar al celeilalte armături.

2.13. ARMONICI DE DINȚI

Se vor considera armonicile de ordinul $\nu = 2kqm \pm 1$; $k \in N - \{0\}$ și se va calcula pentru aceste armonici factorul de repartizare:

$$k_{q\nu} = [\sin(pq\nu\gamma'/2)]/q \sin(p\nu\gamma'/2) =$$
$$= \{\sin[pq(2kqm \pm 1)\gamma'/2]\}/q \sin[p(2kqm \pm 1)\gamma'/2] = k_{q1} \quad (2.81)$$

deoarece $\gamma' = \pi/pqm$. În mod similar se calculează factorul de scurtare pentru armonicile menționate

$$k_{s\nu} = \cos[(2mkq \pm 1)s\pi/2\tau] = \cos[(2mkq \pm 1) \cdot s\pi/2mq] = \pm k_{s1} \quad (2.82)$$

deoarece scurtarea s reprezintă un număr întreg de crestături din considerente geometrice, iar $\tau = Z/2p = mq$ exprimat în număr de crestături.

Din (2.81) și 2.82) rezultă că aceste armonici sînt afectate de factorul de scurtare și de factorul de repartiție întocmai ca și fundamentala deci într-o măsură foarte redusă. Pentru ca aceste armonici să aibă amplitudinea mică trebuie să aibă un ordin cît mai mare; aceasta se realizează prin mărirea numărului q (q este limitat superior).

Armonicile de ordinul $2kqm \pm 1$ nu apar numai din descompunerea în serie Fourier a cîmpului magnetic inductor ci și datorită danturii armăturii. Într-adevăr, să considerăm armonica fundamentală a inducției magnetice a cîmpului magnetic inductor. Prezența dinților și a crestăturilor (semi-

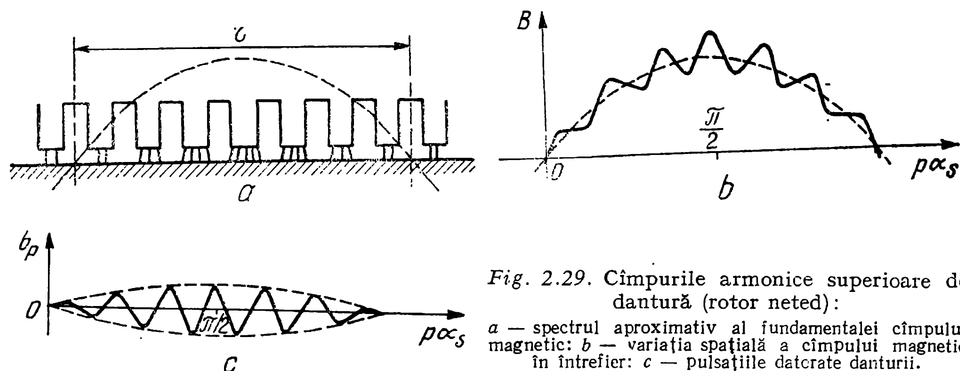


Fig. 2.29. Cîmpurile armonice superioare de dantură (rotor neted):

a — spectrul aproximativ al fundamentalei cîmpului magnetic: *b* — variația spațială a cîmpului magnetic în întrefier: *c* — pulsațiile datcrate danturii.

închise sau deschise) pe armătura indusă contribuie la apariția unor armonici superioare de altă natură. Datorită permeabilității foarte mari a materialului din care sînt realizate armăturile, inducția magnetică în dreptul dinților va avea valori mai mari decît în dreptul crestăturilor. În figura 2.29,*a* este pus în evidență acest fenomen pentru o parte dintr-o mașină electrică în ipoteza că rotorul este un cilindru neted. În figura 2.29, *b* este prezentată variația inducției magnetice la periferia interioară a statorului la un moment dat pentru un pas polar al mașinii. Se constată că în curba inducției magnetice armonică fundamentală au apărut pulsații. Se separă aceste pulsații de fundamentală (fig. 2.29, *c*) și se presupune să amplitudinea pulsației în dreptul axei unui dinte este proporțională cu elongația inducției magnetice a fundamentalei. Înfășurătoarea pulsațiilor este o cosinusoidă $\cos p\alpha_s$ cu perioadă egală cu dublul pas polar $2\pi/p$ iar perioada pulsațiilor este dată de numărul de dinți.

La o înfășurare m—fazată numărul total de dinți este $2mpq$. În consecință pulsațiile modulate ale inducției magnetice au expresia analitică:

$$b_p(\alpha_s, t) = B_{pm}(t)\cdot\cos p\alpha_s\cdot\cos 2mpq\,\alpha_s. \qquad (2.83)$$

Expresia (2.83) se poate scrie sub forma:

$$b_p(\alpha_s, t) = \frac{1}{2}B_{pm}(t)[\cos p(2mq+1)\alpha_s + \cos p(2mq-1)\alpha_s]. \qquad \mathbf{(2.84)}$$

Așadar, statorul dințat introduce perechea de armonici superioare $2mq\pm 1$ în curba inducției magnetice sau a tensiunii magnetice. Dar pulsațiile introduse de prezența crestăturilor au o variație periodică și deci expresia (2.83) este de fapt o sumă de armonici, care puse sub forma (2.84) au ordinul $2mqk\pm 1$, $k\in N$. Aceste armonici nu sînt atenuate de factorii $k_{q\nu}$ sau $k_{s\nu}$; însă pot fi substanțial atenuate prin înclinarea crestăturilor. Dacă q_1 este numărul de crestături pe pol și fază statoric și q_2 cel rotoric atunci vor fi armonici de ordinul $2mq_1k\pm 1$ și $2mq_2k\pm 1$.

2.14. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE AL COLECTORULUI

Colectorul este un dispozitiv mecanic cu care este prevăzută o mașină de curent continuu în vederea redresării tensiunii alternative, obținută la bornele unui sistem de bobine înseriate, în tensiune continuă. Colectorul

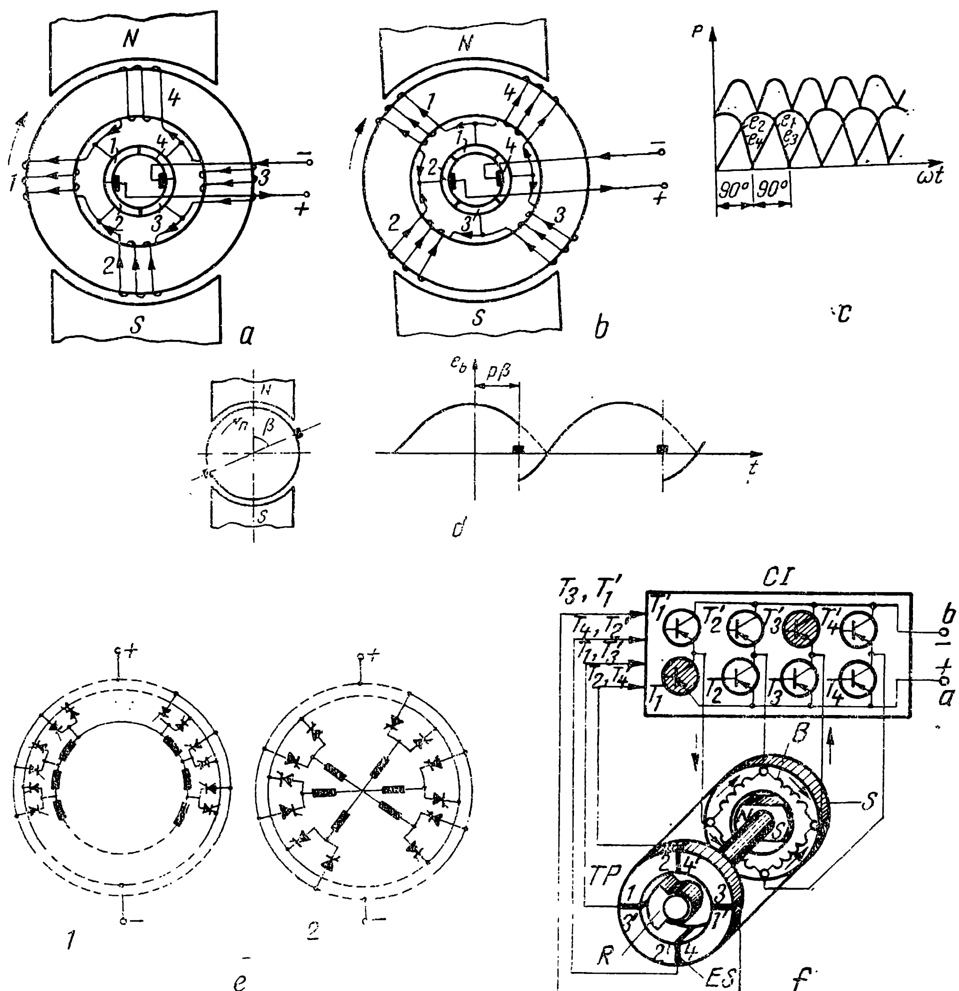


Fig. 2.30. Maşină bipolară cu indusul în inel *(a)*; indusul rotit cu 45° *(b)*; forma t.e.m. redresate cînd variaţia spaţială a inducţiei magnetice este cosinusoidală: $b(\alpha_s) = B_m \cos \alpha_s$, iar $e_1 = E\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$; $e_2 = E\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi)$; $e_3 = E\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{3\pi}{2}\right)$; $e_4 = E\sqrt{2}\cos \omega t$ (c); reprezentarea convenţională a poziţiei periilor şi variaţia în timp a t.e.m. indusă într-o bobină cînd periile sînt decalate din axa neutră (lăţimea periei *b* este foarte mică) *(d)*; maşina cu comutaţie electronică:

1 — cu secţii conectate în poligon; *2* — cu secţii conectate în stea; *(e)*; micromotor de curent continuu cu comutaţie statică: *TP* — traductor de poziţie cu patru bobine şi magnet permanent; *B* — înfăşurarea indusului; *R* — rotorul traductorului *TP* solidar cu rotorul micromotorului, *CT* — comutator tranzistorizat, T_1, T_1' ... T_4, T_4' — tranzistoare (cele haşurate conduc în momentul considerat, *(f)*).

este aşezat între înfăşurarea indusă a maşinii şi circuitul exterior. Colectorul este utilizat şi în construcţia unor maşini de curent alternativ (maşini de curent alternativ cu colector).

Se va prezenta funcţionarea colectorului în cazul maşinii de curent continuu. În figura 2.30 este reprezentată o maşină bipolară, a cărui rotor

este format dintr-un inel realizat din tole silicioase pe care este bobinată o înfășurare redusă, pentru simplificare, la patru bobine (secțiuni), legate de patru lamele de colector. Acest rotor se numește indus în inel și a fost prima formă constructivă a indusului mașinii de curent continuu. În prezent nu se mai construiesc mașini cu indusul în inel, totuși pentru a ușura înțelegerea funcționării colectorului se va considera un astfel de indus. Cele patru bobine se rotesc odată cu rotorul și deci în ele se induc t.e.m. a căror expresie este dată de relația (2.75). La producerea t.e.m. contribuie numai laturile bobinelor plasate în întrefier, deoarece laturile din interiorul inelului rotoric se află într-o regiune unde cîmpul magnetic este nul. Bobinele sînt dispuse echidistant pe inel, deci t.e.m. induse în două bobine succesive vor fi defazate cu 90°. Sensul t.e.m. în conductorul de ducere al spirei coincide cu sensul vectorului $\overline{v}\times\overline{B}$. În poziția *a* a rotorului, t.e.m. din bobinele *2* și *4* sînt diferite de zero ($e_2, e_4 \neq 0$), iar $e_1 = e_3 = 0$; cînd rotorul ocupă poziția *b* toate bobinele se află în cîmpul magnetic și se obține o t.e.m. mai mare decît în cazul *a*. Se constată caracterul pulsatoriu al t.e.m. La un moment dat bobina *4* va ocupa locul bobinei *3* din poziția *b*, sensul t.e.m. din bobina *4* se schimbă și se schimbă și sensul de conectare la perii; față de bornele periilor sensul t.e.m. din bobina *4* rămîne același, la fel se întîmplă și cu celelalte bobine. T.e.m. culeasă la perii rezultă din însumarea t.e.m. induse în bobinele conectate în serie față de bornele periilor. Dacă se presupune că distribuția în spațiu a cîmpului magnetic inductor este sinusoidală atunci t.e.m. au o variație sinusoidală în timp (fig. 2.30, *c*). Sînt intervale de timp la care peria calcă pe două lamele scurtcircuitînd bornele unei bobine; trebuie ca în acest interval de timp t.e.m. indusă în bobina scrutcircuitată să fie nulă, aceasta determină poziția periilor pe colector. T.e.m. redresată prezintă pulsații care se reduc cînd numărul de lamele este mare. Mașina de curent continuu este, în esență, o mașină de curent alternativ prevăzută cu un redresor special-colectorul.

Se constată că atît timp cît t.e.m. indusă într-o bobină este pozitivă, bobina se află în latura conectată între perii cu polaritatea corespunzătoare. Odată cu schimbarea sensului t.e.m. induse se schimbă și conexiunea bobinei, astfel ca polaritatea față de perii să rămînă aceeași. Schimbarea conexiunii are loc prin scurtcircuitarea bobinei pentru un timp scurt care depinde de lățimea periei și viteza de rotație a mașinii. Această scurtcircuitare are loc în momentul cînd t.e.m. indusă trece prin zero, momentul trecerii prin zero este determinat de poziția bobinei, respectiv a rotorului în raport cu axa cîmpului magnetic inductor. Dacă periile ar fi decalate în raport cu poziția din figura 2.30, *a* într-un sens sau altul, de exemplu în sens contrar sensului de rotație, atunci schimbarea conexiunii bobinei are loc înainte ca t.e.m. indusă să schimbe de sens și dacă se admite că distribuția spațială a cîmpului magnetic inductor este cosinusoidală, atunci t.e.m. e_b indusă în bobină și oscilografiată la perii are forma prezentată în figura 2.30, *d*. T.e.m. din celelalte bobine au aceeași formă în timp în raport cu periile, însă sînt defazate (în cazul considerat, t.e.m. induse în două bobine succesive sînt defazate cu $\frac{\pi}{2}$). Deci totalitatea lamelelor colectorului împreună cu periile se poate interpreta ca un redresor comandat la care unghiul de comandă este determinat de unghiul dintre axa cîmpului magnetic inductor și axa periilor. Acest proces are loc datorită modului de dispunere și conectare a bobinelor la colector; poziția periilor determină unghiul de co-

mandă. Peria și fiecare lamelă de colector se comportă ca un întreruptor care poate fi închis și deschis la momente convenabil alese. Prin urmare, ansamblul colector-perii se poate înlocui cu un dispozitiv de comutație statică (comutator), în acest caz este necesar un traductor care să detecteze poziția rotorului și să transmită informația respectivă sub forma unui impuls de tensiune la intrarea dispozitivului semiconductor din componența comutatorului. Mașinile de curent continuu care utilizează un asemenea comutator se numesc *mașini de curent continuu cu comutație statică*. La aceste mașini, indusul se realizează în exterior și reprezintă statorul (construcție inversă: inductorul împreună cu periile se rotește, indusul împreună cu colectorul sînt fixe) care are aceeași construcție ca și statorul mașinilor de curent alternativ. În figura 2.30, *e* se dau scheme de principiu ale mașinilor de curent continuu cu comutație statică. Dispozitivele semiconductoare sînt comandate prin traductorul de poziție la momente convenabil alese.

În regim de motor colectorul funcționează ca invertor, bobina indusă este parcursă de un curent alternativ, frecvența acestui curent determină turația motorului.

Momentul schimbării sensului curentului este astfel corelat cu poziția rotorului încît cuplul care se exercită asupra bobinei să aibă mereu același sens, unghiul de comandă este determinat de unghiul dintre axa cîmpului inductor și axa periilor. Schema de principiu a comutatorului static pentru un micromotor de curent continuu, echivalentă colectorului cu perii este prezentată în figura 2.30, *f*. Cele patru bobine ale traductorului de poziție *TP*, prin intermediul t.e.m. induse, detectează poziția rotorului și la momentul oportun furnizează semnale de comandă pentru tranzistoare (de exemplu t.e.m. indusă în bobina *13*, în poziția considerată a rotorului *R*, permite deblocarea tranzistoarelor T_1 și T_3', celelalte tranzistoare sînt blocate, schimbîndu-se poziția rotorului furnizează semnale de comandă convenabile bobina *24'* și după blocarea lui T_1 și T_3' încep să conducă T_2 și T_4'). Mașinile cu comutație statică nu mai au contacte alunecătoare, se construiesc pentru puteri mici și se utilizează în cosmonautică, la aparate de înregistrare și redare a sunetului, la aparatele periferice ale calculatoarelor.

2.15. ÎNFĂȘURĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE [4], [7], [15]

În raport cu funcția îndeplinită de o înfășurare într-o mașină electrică se deosebesc: *înfășurări inductoare* cu ajutorul cărora se produce cîmpul magnetic principal al mașinii; *înfășurarea indusă* prin intermediul căreia puterea electromagnetică este cedată exteriorului pe la borne sau transformată în putere mecanică. Înfășurările depind în mare măsură de tipul de mașină și de natura curentului.

2.15.1. ÎNFĂȘURĂRI DE CURENT ALTERNATIV

Înfășurările de curent alternativ se caracterizează prin următoarele: date: numărul de crestături Z, numărul de poli $2p$, numărul de căi de curent pe fază a, numărul de faze m, numărul de spire înseriate pe fază w, pasul

înfăşurării y, numărul de crestături pe pol şi fază q; distanţa pe care sîn repartizate aceste crestături se numeşte *zonă*. Dacă bobinele care constituie înfăşurarea au cîte o singură spiră, se poate spune că înfăşurarea este de tip *înfăşurare cu bare*, iar dacă au mai multe spire, înfăşurarea este de tip *înfăşurare cu bobine*. Înfăşurările de curent alternativ se utilizează atît sub formă de înfăşurări într-un strat, cît şi în două straturi.

În vederea obţinerii unei puteri maxime din maşină, zonele corespunzătoare diferitelor faze sînt repartizate uniform pe periferia maşinii şi pe cît se poate egale, astfel încît zonele de pe un pas polar se repetă pe ceilalţi paşi polari. Ca urmare valoarea medie a lui q pentru cei $2p$ paşi polari este aceeaşi pentru toate fazele maşinii. Dacă $q \in N$ se spune că înfăşurarea este întreagă, iar dacă $q = a + b/c$, unde b/c este o fracţie ireductibilă, se spune că avem o înfăşurare fracţionară. Pentru orice tip de înfăşurare $Z = 2pqm$.

La o maşină cu înfăşurare fracţionară, pentru un pas dat, zona corespunzătoare unei faze nu poate cuprinde decît un număr întreg de crestături şi deci numărul de crestături ale diferitelor zone aparţinînd aceleiaşi faze diferă între ele în lungul periferiei maşinii. Schema înfăşurării din care rezultă modul în care se conectează bobinele între ele se poate executa dacă se cunosc pentru fiecare fază şi strat crestăturile parcurse în sens pozitiv — crestăturile de dus — şi cele parcurse în sens negativ — crestăturile de întors. Repartiţia crestăturilor pe faze se face astfel încît maşina să fie simetrică şi să se obţină puterea maximă, ceea ce implică ca la număr de spire pe fază dat să se obţină tensiunea maximă pe fază. Din motive de simetrie, crestăturile sînt repartizate uniform pe periferia indusului şi ca urmare t.e.m. induse în conductoarele din crestături de către un cîmp magnetic învîrtitor circular sînt defazate între ele cu acelaşi unghi $\alpha_e = 2\pi p/Z$. Se asociază fiecărei crestături un fazor şi reprezentînd cei Z fazori se obţine o configuraţie sub formă de stea cu mai multe raze, uniform repartizate, numită steaua t.e.m. În dreptul fiecărei raze se scrie numărul de ordine al crestăturii pe care o reprezintă. Steaua t.e.m. are Z raze. Două raze corespunzătoare a două crestături consecutive fac între ele unghiul α_e. Condiţia de tensiune maximă se poate realiza dacă crestăturile se grupează astfel, ca rezultanta razelor din steaua t.e.m. corespunzătoare fiecărei zone, să fie maximă şi apoi grupînd cîte două zone, una de dus şi alta de întors, rezultantele celor două zone ale grupului astfel format să fie pe cît posibil în opoziţie. La înfăşurările într-un singur strat, bobinele trebuie astfel formate încît la plasarea lor în crestături o latură să fie într-o crestătură de dus, cealaltă într-o crestătură de întors şi aceasta pentru toate perechile de poli ale maşinii. La înfăşurări în două straturi, bobinele se plasează în crestături astfel încît o latură să se găsească într-un strat, iar cealaltă latură în al doilea strat. În felul acesta în fiecare crestătură se vor găsi două laturi aparţinînd la două bobine diferite. Înfăşurarea într-un strat are $z/2m$ bobine pentru fiecare fază, iar cea în două straturi Z/m bobine. În figurile 2.31—2.34 se prezintă înfăşurări într-un strat, precum şi dispunerea capetelor de bobine. Înfăşurările în două straturi au avantajul, în raport cu cele într-un singur strat că se pot executa bobine cu deschiderea dorită, atît în cazul înfăşurărilor întregi, cît şi fracţionare. În figurile 2.35...36 se prezintă înfăşurări în două straturi.

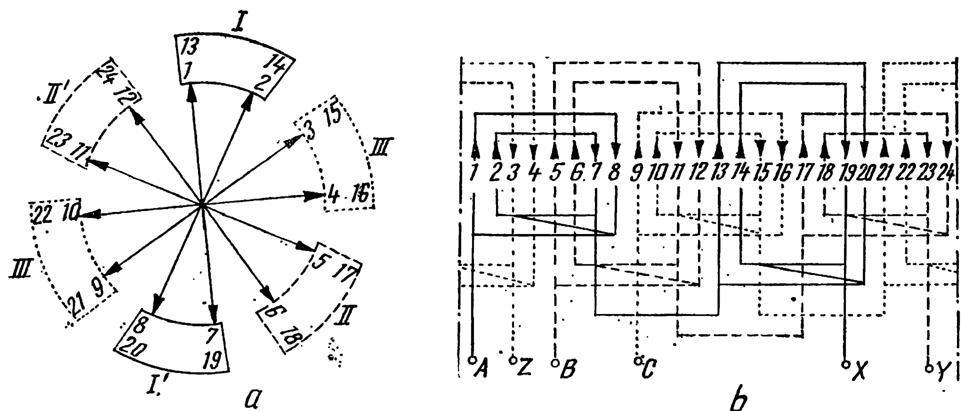
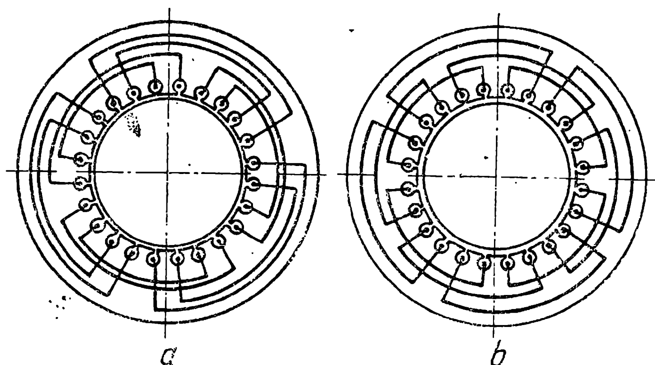


Fig. 2.31. Steaua t.e.m pentru $Z = 24$, $p = 2$, $m = 3$; $\alpha = 30°$ avînd indicate zonele pentru fiecare fază *(a)*; schema înfășurării într-un strat în două etaje *(b)*.



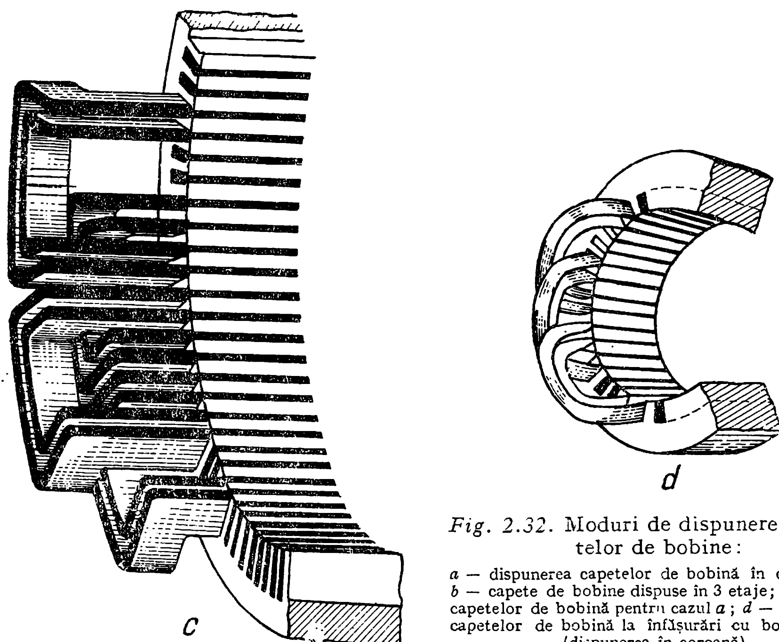


Fig. 2.32. Moduri de dispunere a capetelor de bobine:

a — dispunerea capetelor de bobină în două etaje; *b* — capete de bobine dispuse în 3 etaje; *c* — forma capetelor de bobină pentru cazul *a*; *d* — dispunerea capetelor de bobină la înfășurări cu bobine egale (dispunerea în coroană).

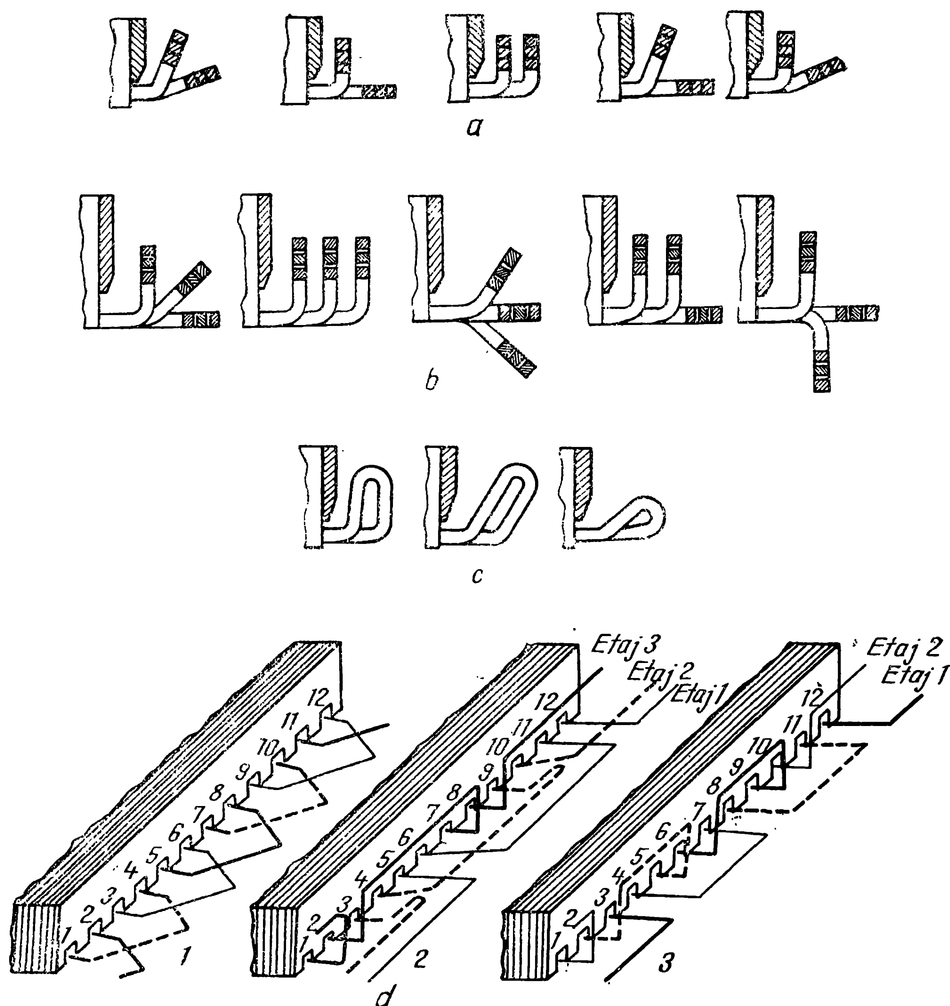


Fig. 2.33. Diferite forme ale capetelor de bobine:

a — capete de bobine dispuse în două etaje; *b* — capete de bobine dispuse în trei etaje; *c* — forma capetelor de bobine la înfășurările cu bobine egale; *d* — reprezentarea desfășurată a capetelor de bobine la înfășurări într-un strat: *1* — înfășurare cu bobine egale, cu capetele dispuse în coroană; *2* — înfășurare în trei etaje; *3* — înfășurare în două etaje.

Infășurarea în colivie, utilizată în special la indusurile mașinilor de inducție în forma ei cea mai simplă este compusă din Z_2 bare introduse în crestături. Acestea au capetele unite între ele prin cîte un inel de scurtcircuitare de fiecare parte (fig. 2.37). Fiecare bară se consideră o fază scurtcircuitată, adică înfășurarea are $m_2=Z_2$ faze. Înfășurarea în colivie se utilizează și la mașini sincrone, plasată în tălpile polare și numită înfășurare de amortizare.

Cîmpul magnetic din întrefier produs de faza k formată dint-un singur conductor se calculează aplicînd legea circuitului magnetic pe curba Γ_1 și curba Γ_2 (fig. 2.38). Permeabilitatea magnetică a circuitului magnetic se consideră foarte mare, și deci cîmpul magnetic are o distribuție spațială

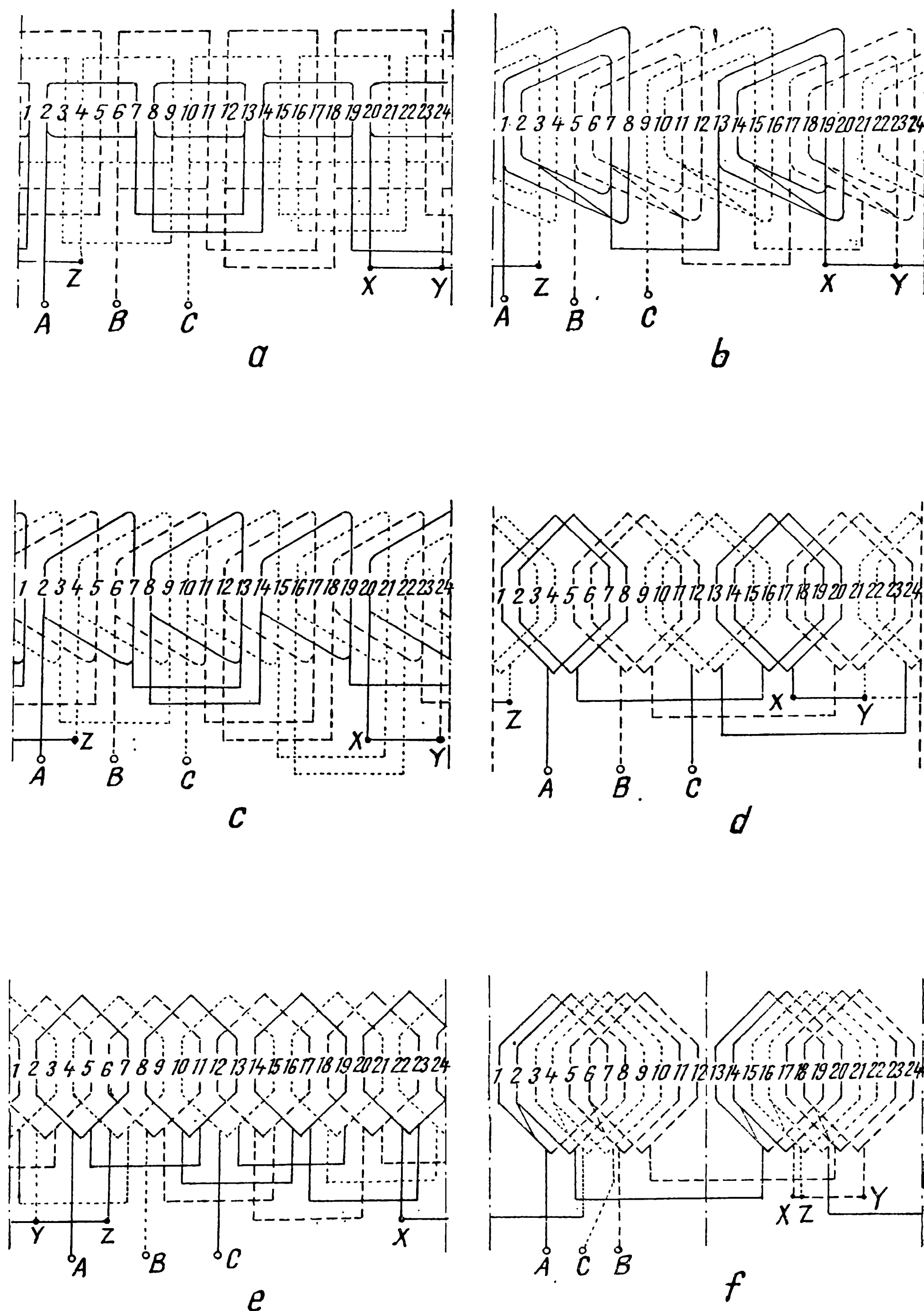


Fig. 2.34. **Înfășurări trifazate într-un singur strat:**

a — înfășurare cu capetele bobinelor uniform repartizate dispuse în 3 etaje; *b* — înfășurare trifazată cu grupuri de bobine identice; *c* — înfășurare cu bobine trapezoidale egale uniform repartizate; *d* — înfășurare cu bobine egale și grupuri uniform repartizate; *e* — înfășurare cu bobine egale uniform repartizate; *f* — înfășurare cu bobine egale pentru miezuri secționabile.

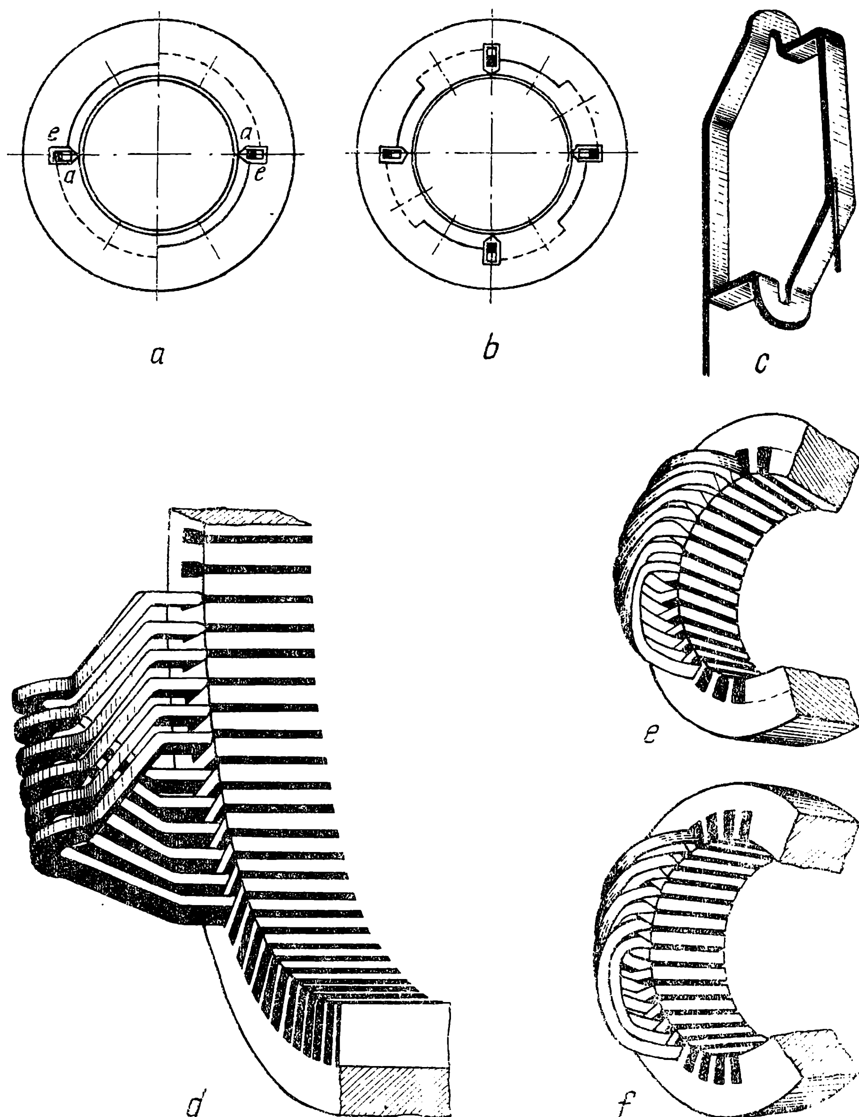
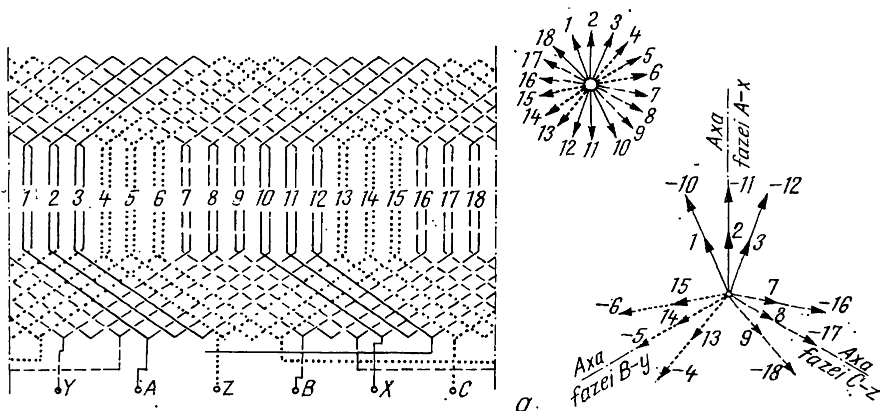
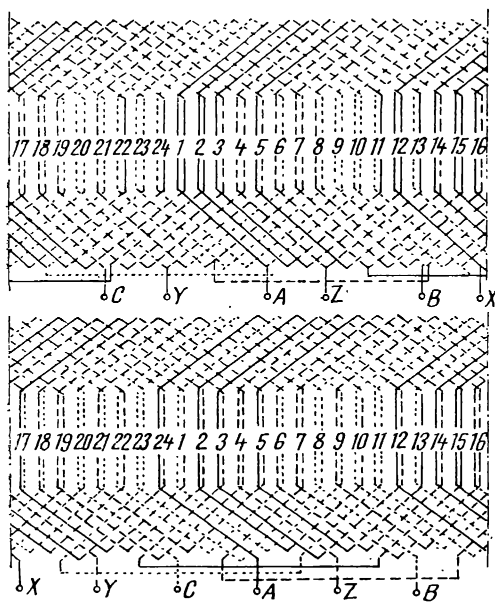


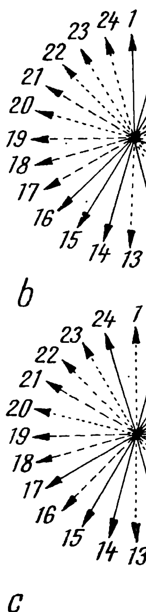
Fig. 2.35. Explicativă la înfășurările în două straturi:
a — mașină bipolară; *b* — mașină tetrapolară; *c* — bobină; *d,e* și *f* — dispunerea capetelor de bobine.

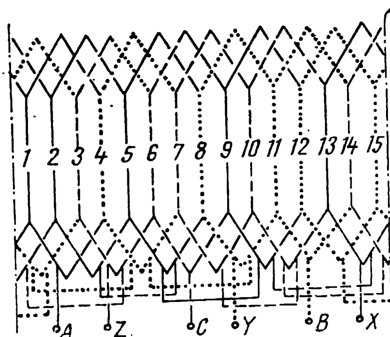
uniformă în aceste medii. Aplicînd legea circuitului magnetic pe curba Γ_1, rezultă $H_\theta = i/2\pi R$. Neglijînd tensiunea magnetică pe direcția razei și în rotor, din aplicarea legii circuitului magnetic pe curba Γ_2, se obține: $2\delta H_{\delta k} + 2\alpha_r \frac{i}{2\pi} = i$, din această relație rezultă intensitatea cîmpului magnetic din întrefier $H_{\delta k}$ care se poate dezvolta în serie Fourier:

$$H_{\delta k} = \frac{i}{2\delta}\left(1 - \frac{\alpha_r}{\pi}\right) = \frac{i}{2\pi\delta}\sum_{n\in N^*}\frac{\sin n\,\alpha_r}{n} = \sum_{n\in N^*} H_{nk}. \qquad (2.85)$$









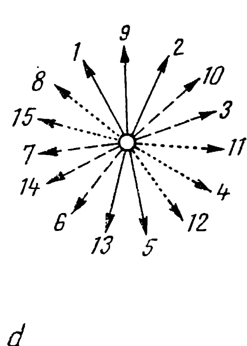


Fig. 2.36. Înfășurări în două straturi:

a — înfășurare trifazată cu pas diametral și steaua crestăturilor $Z = 18$, $m = 3$, $p = 1$, $q = 3$; *b* — înfășurare trifazată cu intercalarea unilaterală a fazelor și steaua crestăturilor $Z = 24$, $m = 3$, $p = 1$, $q = 4$, $y = 10$; *c* — înfășurarea trifazată cu intercalarea bilaterală a fazelor și steaua crestăturilor $Z = 24$; $m = 3$, $p = 1$, $q = 4$, $y = 10$; *d* — înfășurare trifazată cu q fracționar și steaua crestăturilor $Z = 15$, $p = 2$, $m = 3$, $y = 3$.

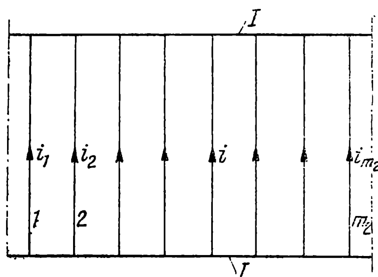
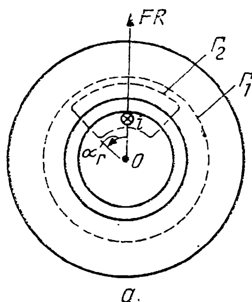


Fig. 2.37. Înfăşurăre în colivie: 1,2,...m — barele coliviei; I — inelele de scurtcircuitare.



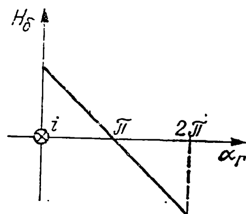


Fig. 2.38. Schiţă pentru calculul cîmpului magnetic (*a*); variaţia componentei radiale a intensităţii cîmpului magnetic în lungul întrefierului (*b*).

În figura 2.38 se prezintă distribuţia cîmpului magnetic. Cele Z_2 faze distribuite uniform pe periferia rotorului şi parcurse de un sistem simetric de curenţi m_2 — fazaţi produc cîmpul rezultant a cărui expresie pentru armonica n este

$$H_{\delta n} = \sum_{k=1}^{m_2} H_{kn} = \frac{I\sqrt{2}}{2\pi n\delta} \sum_{k=1}^{m_2} \cos\left(\omega_2 t - 2\pi p \frac{k-1}{m_2}\right) \sin n\left(\alpha_r - 2\pi \frac{k-1}{m_2}\right) =$$

$$= \frac{I\sqrt{2}}{4\pi n\delta} \sum_{k=1}^{m_2} \left\{ \sin\left[\omega_2 t - n\,\alpha_r - 2\pi \frac{k-1}{m_2}(p-n)\right] + \sin\left[\omega_2 t + n\,\alpha_r - 2\pi \frac{k-1}{m_2}(p+n)\right]\right\}$$

apar deci armonici de ordinul $\frac{\nu_1}{p} m_2 + 1$ şi $\frac{\nu_1}{p} m_2 - 1$; $n = p\nu_1$; $\nu_1 \in N^*$.

Cu I s-a notat valoarea efectivă a curentului din bara rotorică.

2.15.2. ÎNFĂŞURĂRI DE CURENT CONTINUU

Indusul maşinilor electrice cu colector se echipează cu o înfăşurare în tobă repartizată în două straturi (sau în patru straturi); această înfăşurare este formată din mai multe bobine avînd două laturi active dispuse în crestături la periferia indusului (fig. 2.39).

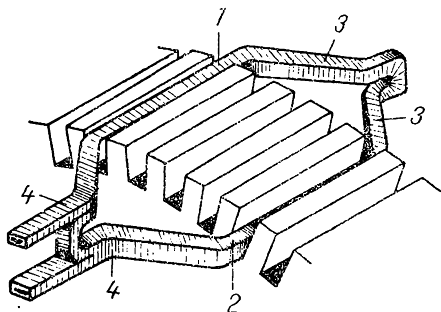


Fig. 2.39. Bobină executată pe şablon şi aşezată în crestăturile rotorului:

1,2 — părţile active de ducere şi de întoarcere; 3 şi 4 — părţile frontale.

Înfăşurările de curent continuu sînt închise şi simetrice. Se disting conductoare de ducere, care sînt parcurse dinspre colector spre partea opusă maşinii şi conductoare de întoarcere, care sînt parcurse în sens invers. Mai multe spire conectate în serie cuprinse între două legături succesive la colector, formează o secţie; conductoarele unei laturi a secţiei formează un mănunchi. La

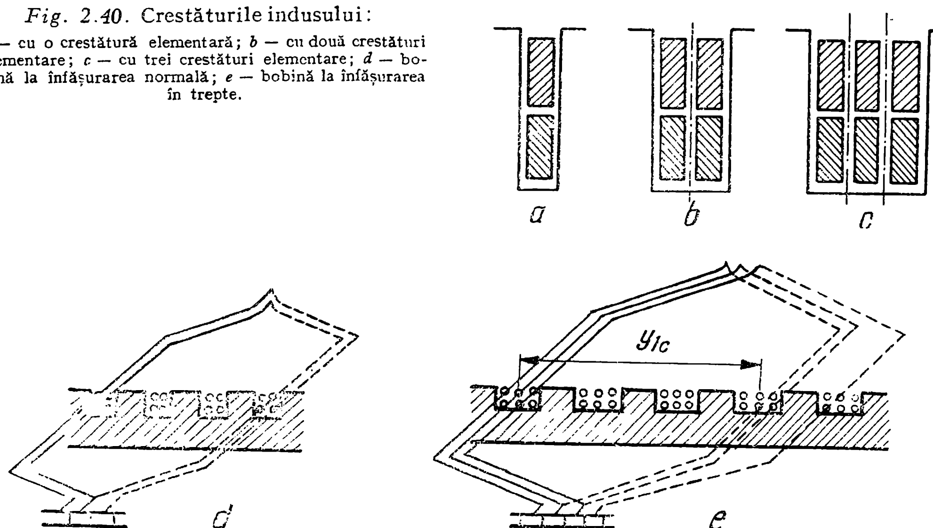


Fig. 2.40. Crestăturile indusului:

a — cu o crestătură elementară; *b* — cu două crestături elementare; *c* — cu trei crestături elementare; *d* — bobină la înfășurarea normală; *e* — bobină la înfășurarea în trepte.

înfășurarea normală numărul de secții *S* este egal cu numărul de lamele la colector *K*.

De regulă cele două mănunchiuri ale secției (de ducere și de întoarcere) se dispun în straturi diferite: latura de ducere în stratul superior (dinspre întrefier), iar latura de întoarcere în stratul inferior. În reprezentarea desfășurată a schemelor înfășurărilor, laturile de ducere se reprezintă cu linie plină, iar cele de întoarcere cu linie întreruptă.

Două mănunchiuri suprapuse în aceeași crestătură (aflate în straturi diferite) formează o crestătură elementară.

Într-o crestătură reală (fizică) pot fi conținute mai multe crestături elementare (fig. 2.40). Dacă *Z* este numărul de crestături atunci $K=Zu$. Secția reprezintă unitatea constructivă a unei înfășurări și se execută, în general, pe un șablon. Secțiunile se conectează la colector numai după ce au fost dispuse în crestături, lipindu-se capătul terminal al unei secții cu începutul secției următoare, la aceeași lamelă a colectorului. Porțiunea de înfășurare cuprinsă între două perii succesive de polarități opuse se numește cale de curent, numărul căilor de curent este par și se notează cu $2a$.

După modul de conectare al secțiilor de deosebesc: înfășurări buclate și înfășurări ondulate, iar fiecare tip de înfășurare poate fi simplu sau multiplu.

Pentru conectarea corectă a secțiilor trebuie cunoscuți pașii înfășurării. Acești pași se măsoară de regulă în număr de crestături elementare sau în număr de lamele la colector. Se disting următorii pași (fig. 2.41): $y_1 \approx K/2p$ — primul pas sau pasul la spate, egal cu deschiderea secției (distanța dintre latura de ducere și cea de întoarcere) și se consideră pozitiv; y_2 — al doilea pas sau pasul în față), egal cu distanța dintre latura de întoarcere a unei secții și latura de ducere a secției următoare, în sensul parcurgerii înfășurării; y — pasul rezultant, egal cu distanța dintre laturile de ducere a două secții înseriate succesive, $y = y_1 + y_2$; y_k — pasul la colector, egal cu distanța dintre legăturile la colector ale începutului și sfîrșitului unei secții, măsurat în număr de lamele la colector. La înfășurările normale

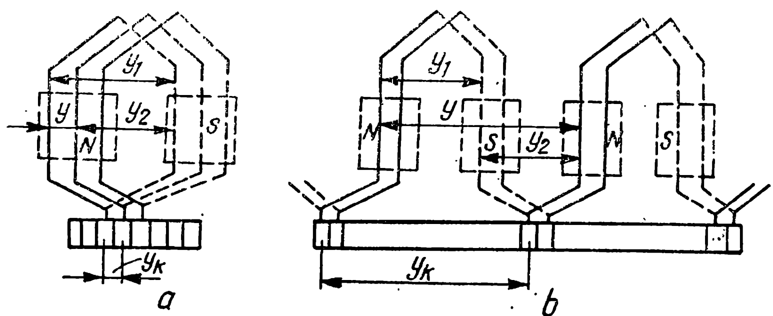


Fig. 2.41. Pașii înfășurării de curent continuu:
a — pașii înfășurării buclate; b — pașii înfășurării ondulate.

$y = y_k$. Pentru asigurarea simetriei înfășurării, numărul de secții pe o cale de curent trebuie să fie un număr întreg:

$$K/a = S/a = Z_e/a \in N^*; \quad Z_e = uZ = K = S. \tag{2.86}$$

Toate căile de curent trebuie să se găsească în orice moment în condiții identice în raport cu cîmpul magnetic al polilor de excitație, adică fiecărui mănunchi (latură) dintr-o cale de curent trebuie să-i corespundă în celelalte căi de curent, mănunchiuri aflate în condiții magnetice identice, rezultă că $2p/a \in N^*$.

a) *Infășurarea buclată* are pasul y_1 luat într-un sens la periferia indusului, iar y_2 luat în sens invers și deci se consideră negativ. De obicei $y_1 > y_2$ și deci $y > 0$. O asemenea înfășurare se numește neîncrucișată sau dreaptă (la parcurgerea înfășurării are loc deplasarea spre dreapta). La $y_1 < y_2$ sau $y < 0$ se obține înfășurarea încrucișată sau stîngă, practic neutilizată. În general $2a = 2py$, $y \in N^*$.

Pentru $y = y_k = 1$ se obține înfășurarea buclată simplă. Dacă $y > 1$, se obține înfășurarea buclată de ordin $m = [y]$. Pe colector se dispun $2p$ perii echidistante, de polarități alternante; periile de aceeași polaritate se leagă în paralel. Înfășurarea buclată multiplă se închide de t ori, $t = (n, k)$. În figura 2.42, *a* se prezintă o înfășurare buclată simplă, la care periile au lățimea unei lamele. Periile vin în contact cînd numai cu o singură lamelă cînd cu două lamele vecine (secția conectată la cele două lamele este scurtcircuitată) deoarece colectorul este solidar cu rotorul, iar periile sînt fixe în spațiu; dacă periile sînt plasate pe colector într-o astfel de poziție încît secțiile scurtcircuitate temporar au laturile în zona interpolară atunci și t.e.m. induse în secțiile respective sînt mici sau nule și curenții din aceste secții sînt foarte mici sau nuli, ceea ce este favorabil pentru funcționarea mașinii. Dacă periile scurtcircuitează secțiile care au laturile exact în axa interpolară se spune că periile sînt fixate în axa neutră. Dacă periile ocupă altă poziție se spune că sînt decalate din axa neutră. Secțiile înfășurării se împart pe cele patru căi de curent, la un moment dat, conform figurii 2.42, *b*. În momentele următoare, componența căilor de curent se schimbă, însă pe fiecare cale de curent sînt înseriate același număr de secții. Cînd fiecare perie calcă pe două lamele într-o cale de curent se află trei secții (patru secții sînt scurtcircuitate de perii), iar cînd calcă numai pe o lamelă într-o cale de curent sînt patru secții. Secțiile sînt arătate prin două cifre care indică crestăturile

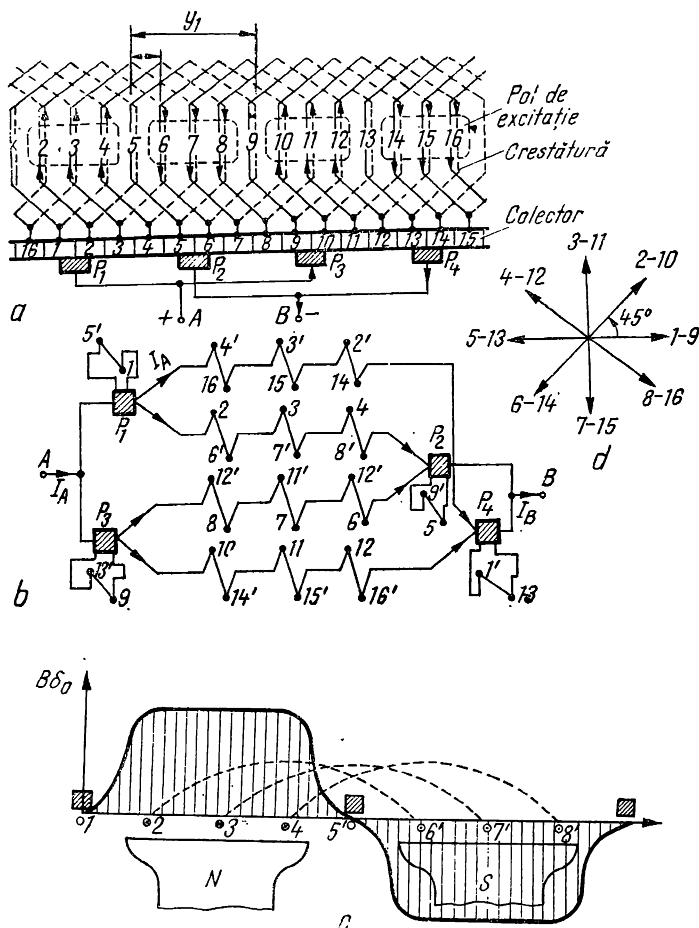


Fig. 2.42. Înfășurare buclată cu $Z = 16$; $2p = 4$; $2a = 4$; $y_1 = \tau$:

a — reprezentarea desfășurată; *b* — componența căilor de curent, bobinele cu laturile de ducere 1, 5, 9, 13 sînt scurtcircuitate; *c* — poziția în cîmpul magnetic inductor a secțiilor unei căi de curent; *d* — steaua t.e.m.

în care sînt plasate mănunchiurile secției. În figura 2.42, *c* este arătată poziția secțiilor, la un moment dat, în cîmpul magnetic de excitație; toate cele trei secții ale unei căi de curent sînt situate în cîmpul unei perechi de poli, fiind dispuse echidistant. Din această cauză t.e.m. induse în căile de curent pot avea valori diferite, în cazul apariției unei excentricități a rotorului față de stator (produsă la montajul mașinii sau prin uzura lagărelor) sau a neomogenității circuitului magnetic, și deci curentul se distribuie neuniform pe căile de curent, producînd o încălzire suplimentară a înfășurării. Pentru a evita această situație înfășurarea indusului se echipează cu conexiuni denumite conexiuni echipotențiale de speța întîi, care constau din legături conductoare între punctele înfășurării care în mod normal ar avea același potențial, adică între puncte distanțate cu dublul pas polar ($y_e = Z/p \in N^*$.) Aceste legături permit închiderea curenților de circulație, în

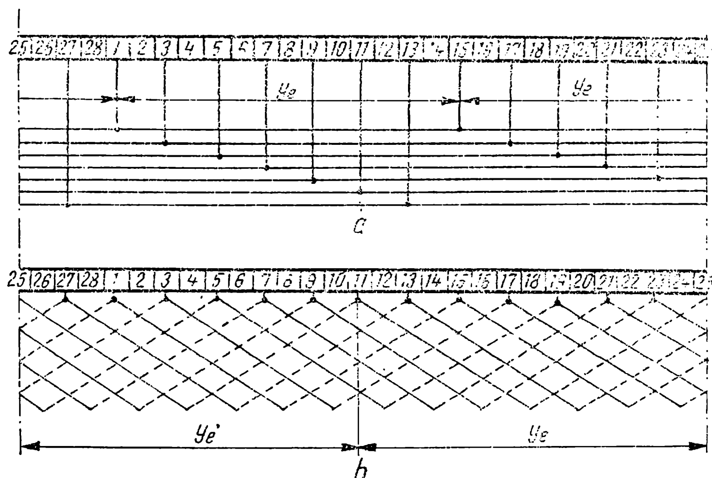


Fig. 2.43. Legături echipotențiale de speța I:
a — legături echipotențiale realizate prin inele; *b* — legături echipotențiale realizate sub formă de înfășurare.

afara legăturilor dintre perii; curenții de circulație produc o atenuare parțială a asimetriilor magnetice. Aproximativ $\frac{1}{3}$ din numărul total de secții sînt echipate cu conexiuni echipotențiale și se execută în zona frontală a înfășurării fie de partea colectorului, fie de partea opusă colectorului (fig. 2.43 și 2.44).

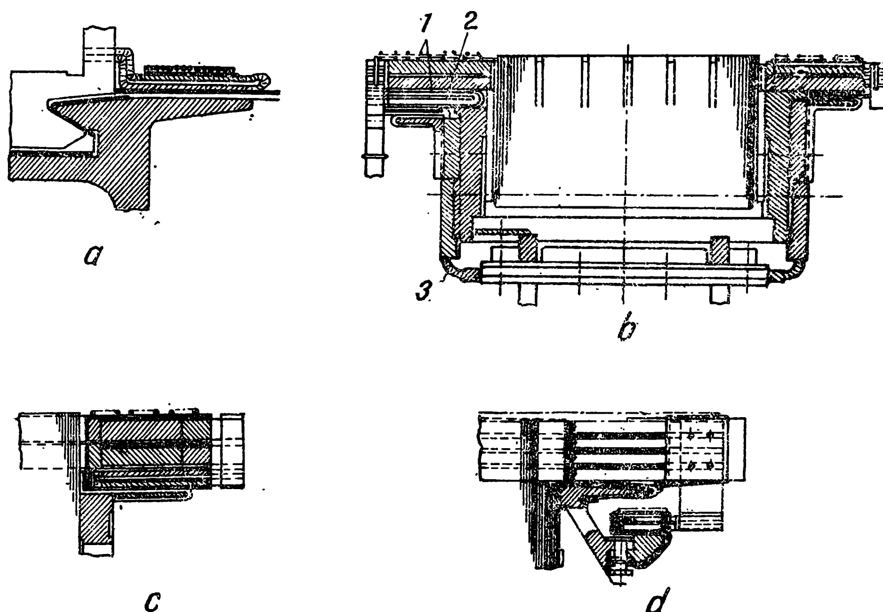
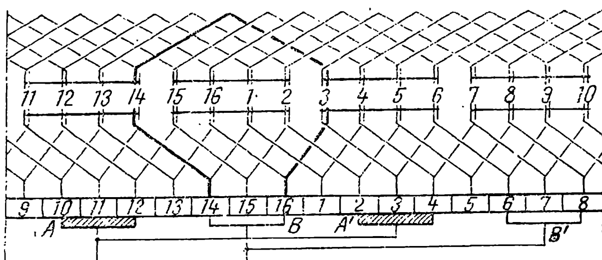


Fig. 2.44. Diferite moduri de plasare a legăturilor echipotențiale:
a — direct la colector; *b* — la stegulet: *1* — înfășurare rotorică; *2* — legături de speța I conectate la steguleţe; *3* — legături de speța II duse prin rotor; *c* — la partea opusă colectorului, sub înfășurare; *d* — la partea opusă colectorului, separat.

Fig. 2.45. Înfășurare buclată dublă avînd $Z = K = 16$, $p = 2$, $y_1 = 5$, $y_2 = 3$.



În figura 2.45 se prezintă o înfășurare buclată multiplă. Lățimea periei $b_p \geqslant mb_k$, în care b_k este lățimea lamelei colectorului.

La înfășurările multiple este posibil ca o perie să nu realizeze un contact bun cu toate lamelele, rămînînd în circuitul indusului numai o parte din căile de curent prin care trece curentul total; se va produce o încălzire suplimentară a acestor căi de curent. Între perie și lamela cu care nu se realizează contactul, apare o tensiune electrică egală cu tensiunea indusă în secție și se produc scîntei la colector. Pentru o uniformizare a potențialului electric al lamelelor se execută conexiuni echipotențiale de speța a doua între capetele de bobine dinspre colector și cele opuse colectorului (fig. 2.46).

Pentru a evita inducerea unor t.e.m. în aceste conexiuni, ele sînt conduse prin interiorul indusului în afara cîmpului magnetic din întrefier. În cazul general, conexiunile echipotențiale de spețа întîi îndeplinesc și rolul conexiunilor de spețа a doua, cînd acestea leagă între ele secții aparținînd înfășurărilor distincte (la înfășurarea închisă de mai multe ori), sau contururilor diferite. Conexiunile echipotențiale de spețа a doua se pot realiza dacă $y_1 - y_\tau = y_2 - y_\tau$; $(y_\tau = K/2p)$.

b) *Înfășurarea ondulată* are pasul y_2 pozitiv; pasul rezultant y este mai mare sau mai mic ca 2τ pentru ca toate secțiile să poată fi conectate succesiv în înfășurare.

Condiția de închidere este: $y = y_k = (K \pm a)/p$; semnul (—) corespunde înfășurării neîncrucișate, iar (+) înfășurării încrucișate. Pentru $a = 1$ se obține înfășurarea ondulată simplă, sau înfășurarea serie simplă. Pentru $a > 1$ se obține înfășurarea ondulată multiplă de ordinul $m = a$, numită și înfășurare serie paralel. La mașinile cu înfășurare ondulată ar fi suficiente două perii pe colector, decalate cu un număr impar de pași polari, însă din motive de utilizare mai bună a colectorului se prevăd de regulă tot $2p$ perii, egal distanțate. În figura 2.47, *a* se prezintă o înfășurare ondulată

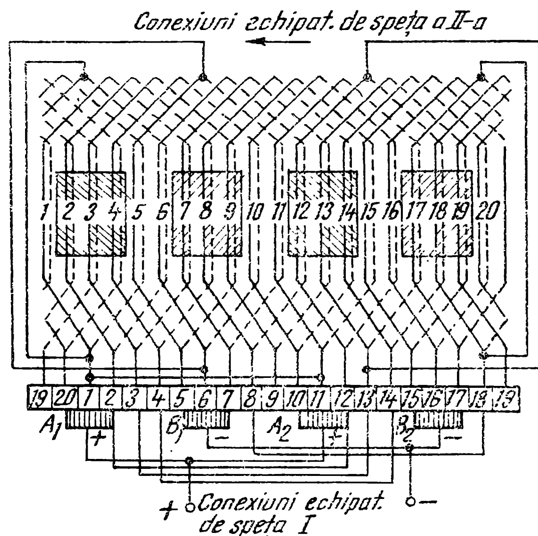
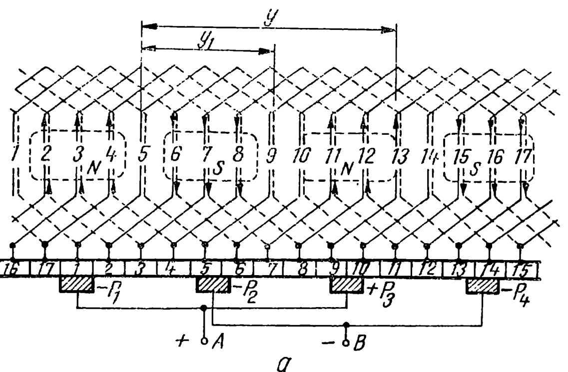
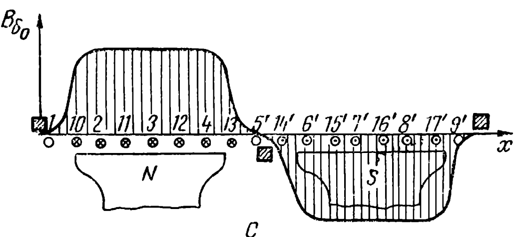


Fig. 2.46. Înfășurare buclată dublă echipată cu conexiuni echipotențiale de speța I și de speța aII-a: $S = K = Z = 20$; $p = 2$; $u = 1$, $m = 2$.





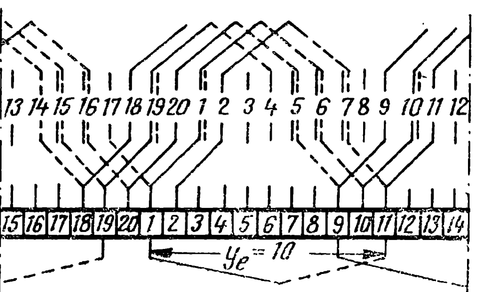


Fig. 2.47. **Înfășurare ondulată simplă cu $Z = 17$, $p = 2$; $2a = 2$, $y_1 = 4$:**

a — reprezentarea desfășurată; *b* — componența căilor de curent (bobinele conectate cu laturile de ducere la lamelele 1, 5, 10, 14, sînt scurtcircuitate); *c* — poziția în cîmpul magnetic inductor a secțiilor unei căi de curent.

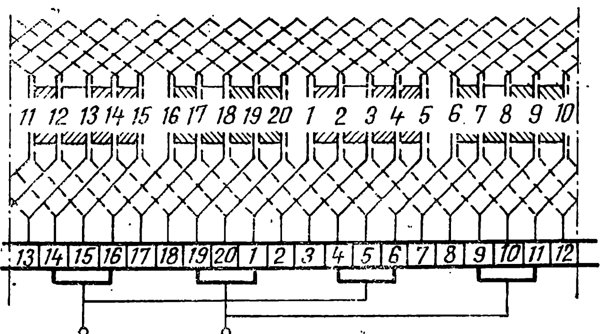
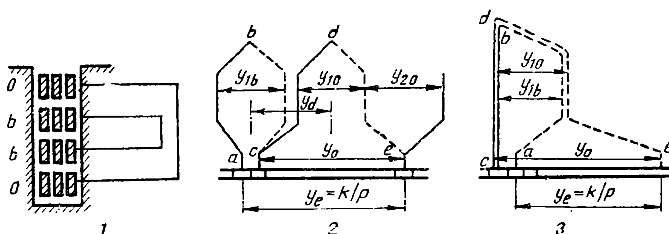


Fig. 2.48. Înfășurarea ondulată dublă avînd $Z = K = 20$, $y_1 = 5$, $y_2 = 4p, = 2$.

Fig. 2.49 Schema legăturilor echipotențiale de speța a II-a pentru înfășurarea ondulată dublă din figura 2.48.



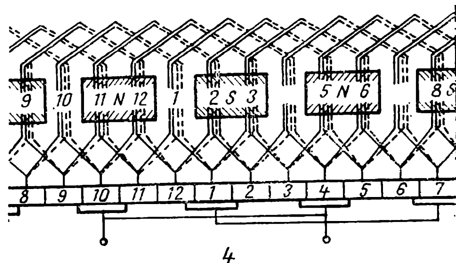


Fig. 2.50. Înfășurarea combinată:
1 — dispunerea în crestături a laturilor de bobine la înfășurarea combinată: 0 — laturi ale înfășurării ondulate; *b* — laturi ale înfășurării buclate; *2* — secții de înfășurare la înfășurarea combinată tip Latour; *3* — secții de înfășurare la înfășurarea combinată tip BBC (Brown-Bowery Company); *4* — înfășurarea combinată tip Latour cu $Z = K = 12$, $y_{1b} = y_{10} = 3$, $p = 2$.

simplă, avînd două căi de curent cu componența din 2.47, *b* și cinci secții scurtcircuitate prin intermediul a două perii de același semn. Se constată că două din cele patru perii pot lipsi. În figura 2.47, *a* se constată o deosebire importantă față de înfășurarea buclată: secțiile unei căi de curent sînt plasate în cîmpul magnetic al tuturor perechilor de poli, fapt care constituie un avantaj în cazul nesimetriilor magnetice ale polilor deoarece nu mai sînt necesare legături echipotențiale de speța întîi.

Înfășurările ondulate multiple (fig. 2.48) necesită conexiuni echipotențiale de speța a doua, acestea se efectuează de aceeași parte a înfășurării cu pasul $y_e = K/p \in N^*$ (fig. 2.49); dacă nu se pot executa de aceeași parte a indusului; înfășurarea trebuie construită astfel încît să fie posibile conexiuni echipotențiale între puncte ale înfășurării aflate de o parte și de alta a indusului, acestea pot îndeplini și rolul unor conexiuni echipotențiale de speța întîi atenuînd neuniformitatea fluxurilor magnetice polare. Dacă conexiunile sînt efectuate numai între înconjururi complete (grupe de cîte p sau multiplu de p conectate în serie), atunci îndeplinesc numai rolul de conexiuni echipotențiale de speța a doua.

c) *Înfășurările combinate* elimină conexiunile echipotențiale și sînt formate în mod normal dintr-o înfășurare buclată simplă și o înfășurare ondulată multiplă de ordinul $m = p$ racordate la același colector. În principiu sînt posibile două tipuri de înfășurări combinate: tip Latour și tip BBC (fig. 2.50). Utilizarea înfășurării BBC este mai restrînsă.

Domeniul de aplicare și caracteristicile constructive ale diferitelor tipuri de înfășurări sînt prezentate în tabelul 2.4.

2.16. T.E.M. INDUSE ÎN ÎNFĂȘURĂRILE MAȘINILOR ELECTRICE

Se vor calcula t.e.m. induse în înfășurările de curent alternativ și cele induse în înfășurările de curent continuu pentru cazurile tipice întîlnite în teoria mașinilor electrice.

TABELUL 2.4. **Caracteristicile constructive ale înfășurărilor tip indus de curent continuu**

Denumirea înfășurării	Pașii de înfășurare			Numărul de căi de curent $2a$	Conexiuni echipotențiale	Domeniul de aplicare
	y	y_1	y_2			
Înfășurare buclată simplă	$\binom{+}{(-)} 1$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y_1 - y$	$2p$	Necesită conexiuni de speța I	Mașini de puteri mijlocii sau mari la tensiuni normale.
Înfășurare buclată multiplă	$\binom{+}{(-)}^{m}$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y_1 - y$	$2mp$	Pentru $m = 2$ și $\frac{Z}{p} =$ = număr impar necesită conexiuni de speța I. Pentru $m = 2$ și $\frac{Z}{p} =$ = număr par necesită conexiuni echipotențiale de speța I și a II-a	Mașini de puteri mijlocii și tensiuni mici. Mașini de puteri mari și de tensiuni normale.
Înfășurare ondulată simplă	$\frac{K \mp 1}{p}$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y - y_1$	2	Nu necesită.	Mașini de tensiuni normale și puteri mici. Mașini de tensiuni înalte și puteri mijlocii
Înfășurare ondulată multiplă	$\frac{k \mp m}{p}$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y - y_1$	$2m$	Necesită conexiuni de speța a II-a	Mașini de puteri mijlocii sau mari și tensiuni normale.
Înfășurare combinată	$y_o = \frac{K}{p} - 1$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y_{20} = y_0 - y_{10}$	$4p$	Nu necesită.	Mașini de puteri mari și foarte mari și tensiuni înalte.
	$y_b = 1$	$\frac{K}{2p} \mp \varepsilon$	$y_{2b} = y_{1b} - y_b$			

T.e.m. indusă de un cîmp magnetic învîrtitor într-o înfășurare monofazată de curent alternativ cu pas scurtat se calculează pe baza relației (2.77). Se consideră că înfășurarea este dispusă pe rotor și are q_2 crestături pe pol și fază (fig. 2.51); sistemul de referință FR coincide cu axa magnetică a înfășurării rotorice. Pentru precizarea ideilor se va considera $q_2 = 3$, se presupune că rotorul este în mișcare și are viteza unghiulară Ω_2 constantă. Înfășurarea are scurtarea s'', iar unghiul dintre două crestături consecutive este γ''. Fluxurile magnetice prin bobinele *11*, *1'1'*, *1''1''*, care fiecare are N_{q2} spire, sînt:

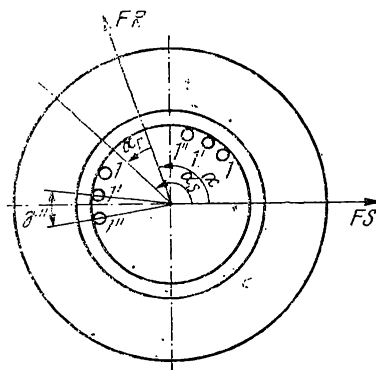


Fig. 2.51. Înfășurare monofazată ($q_2 = 3$) dispusă pe rotor.

$$\varphi_{b2} = N_{q2}\,\Phi_m\,k_{s2}\cos(\omega_1 t - p\alpha);\ \varphi'_{b2} = N_{q2}\,\Phi_m\,k_{s2}\cos[\omega_1 t - p(\alpha - \gamma'')];$$

$$\varphi''_{b2} = N_{q2}\,\Phi_m k_{s2}\cos[\omega_1 t - p(\alpha + \gamma'')] \tag{2.87}$$

deoarece axa magnetică a bobinei *1'1'* face unghiul $\alpha - \gamma''$ cu axa FS, iar a bobinei *1''1''* face unghiul $\alpha + \gamma''$. Pentru a calcula suma celor trei fluxuri magnetice se procedează ca și în cazul calculului tensiunii magnetice, se obține:

$$\varphi = q\,N_{q2}\,\Phi_m\,k_{s2}\cos(\omega_1 t - p\,\alpha). \tag{2.88}$$

Înfășurarea fiind în dublu strat și avînd la periferia rotorului $2p$ grupuri de bobine poziționate identic în cîmpul magnetic, rezultă fluxul total care înlănțuie înfășurarea monofazată:

$$\psi = 2\,p\,q\,N_{q2}\,\Phi_m\,k_{w2}\cos(\omega_1 t - p\alpha) = w_2\,\Phi_m\,k_{w2}\cos(\omega_1 t - p\alpha) \tag{2.89}$$

unde $k_{w2} = k_{s2}\,k_{q2}$ este factorul de înfășurare, iar $w_2 = 2\,p\,q_2\,N_{q2}$ este numărul de spire al înfășurării.

În cazul în care rotorul este fix, adică $\alpha = \text{const}$, t.e.m. indusă în înfășurare este:

$$e = -d\,\psi/dt = w_2\,k_{w2}\,\Phi_m\,\omega_1\cos\left(\omega_1 t - p\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right) =$$

$$= E_2\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - p\,\alpha - \frac{\pi}{2}\right) \tag{2.90}$$

adică t.e.m. indusă este de pulsație ω_1 și decalată cu $\frac{\pi}{2}$ în urmă față de fluxul magnetic; decalajul $p\alpha$ depinde de poziția rotorului în raport cu FS. S-a notat $E_2 = w_2\,k_{w2}\,\Phi_m\,\omega_1/\sqrt{2} = 4{,}44\,f_1\,w_2\,k_{w2}\,\Phi_m$ valoarea eficace a t.e.m. induse.

Dacă rotorul este în mișcare și are viteza $\Omega_2 = \text{const.}$ atunci $\alpha = \Omega_2 t$, iar fluxul magnetic $\psi = w_2\,k_{w2}\,\Phi_m\cos\omega_1\cdot st$ unde $s = (\omega_1 - p\,\Omega_2)/\omega_1$ este alunecarea. Deoarece cîmpul magnetic învîrtitor are viteza unghiulară $\Omega_1 = 2\,\pi\,n_1 = \frac{\omega_1}{p}$ alunecarea s se poate pune sub forma:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega_2}{\Omega_1} = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \tag{2.91}$$

unde n_1 este viteza de sincronism, iar n_2 este viteza de rotație a rotorului. Mărimea s reprezintă viteza relativă dintre cîmpul magnetic învîrtitor și rotor exprimată în fracțiuni din viteza cîmpului magnetic învîrtitor inductor. T.e.m. indusă în înfășurarea monofazată rotorică este:

$$e_2 = -\frac{d\psi}{dt} = w_2 k_{w2} \omega_1 s \Phi_m \cos\left(s\omega_1 t - \frac{\pi}{2}\right) =$$
$$= E_{2s}\sqrt{2}\cos\left(\omega_2 t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.92)$$

unde $\omega_2 = s\omega_1$ este pulsația t.e.m. indusă în înfășurarea considerată; se mai poate scrie: $\omega_2 = 2\pi f_2 = 2\pi s f_1$ sau $s = f_2/f_1$, iar $E_{2s} = 4{,}44 f_1 s w_2 k_{w2}\Phi_m = s E_2$ și reprezintă legătura dintre valoarea eficace a t.e.m. la alunecarea s și valoarea eficace a t.e.m. cînd rotorul este fix ($s = 1$).

Dacă $s = 0$ atunci t.e.m. e_2 indusă de fundamentala cîmpului magnetic învîrtitor este zero; în acest caz atît rotorul cît și cîmpul magnetic învîrtitor au aceeași viteză ($n_1 = n_2$) și conductoarele înfășurării nu sînt interceptate de liniile de cîmp, adică fluxul magnetic prin orice suprafață deschisă mărginită de spirele înfășurării rămîne constant. În cazul în care înfășurarea cu w_1 spire și factorul de înfășurare k_{w1} se află pe stator, calculul t.e.m. indusă în această înfășurare de același cîmp magnetic învîrtitor se face în același mod și se obține:

$$e_1 = w_1 k_{w1}\omega_1\Phi_m\cos\left(\omega_1 t - p\alpha_s' - \frac{\pi}{2}\right) = E_1\sqrt{2}\cos\left(\omega_1 t - p\alpha_s' - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.93)$$

unde α_s' este unghiul dintre axa magnetică a înfășurării și axa FS, iar $E_1 = 4{,}44\ f_1 w_1 k_{w1}\Phi_m$.

Expresia t.e.m. $e_{2\nu}$ indusă de armonica ν a inducției magnetice din întrefier se poate pune sub o formă asemănătoare:

$$e_{2\nu} = E_{2s\nu}\sqrt{2}\cdot\cos\left(\omega_1 s_\nu t - \frac{\pi}{2}\right);\ E_{2s\nu} = s_\nu E_{2\nu}\ \text{unde}\ s_\nu = (\omega_1 - p\nu\Omega_2)/\omega_1 =$$
$$= 1 - \nu(1-s)\ \text{pentru}\ \nu = 6k+1\ \text{și}\ s_\nu = 1 + \nu(1-s)\ \text{pentru}\ \nu = 6k-1.$$

Valoarea efectivă a t.e.m. rezultante este $E_e = \sqrt{\sum_\nu E_{2s\nu}^2}$.

b) T.e.m. indusă într-o cale de curent a unei înfășurări de curent continuu de către un cîmp magnetic fix în spațiu (în raport cu FS) și constant în timp se calculează pe baza relației (2.75). Se consideră un cîmp magnetic cu o distribuție periodică în spațiu cu periile dispuse în axa neutră (fig. 2.52, *a*). T.e.m. indusă într-o bobină (notată i) cu $y_1 = \tau$ depinde de valoarea inducției din dreptul conductorului de ducere, adică de $\alpha_{si} = \alpha - \frac{\beta_1}{2}$. Se consideră că toate cele k secții dintr-o cale de curent au pasul $y_1 = \tau$ și N_q spire; atunci t.e.m. indusă într-o cale de curent E_0 va fi egală cu suma t.e.m. instantanee e_{bi} induse în secțiile care compun calea de curent:

$$E_0 = \sum_{i=1}^{k} e_{bi} = 2LvN_q\sum_{i=1}^{k} B_\delta(\alpha_{si}) = 2LvN_q B_{med}k \quad (2.94)$$

o secție oarecare s-a notat cu indicile i, iar inducția magnetică din dreptul laturii de ducere cu $B_\delta(\alpha_{si})$. Inducția medie sub pol este $B_{med} = \frac{1}{k}\sum_{i=1}^{k} B_\delta(\alpha_{si})$; t.e.m. E_0 este practic constantă deoarece depinde de B_{med}.

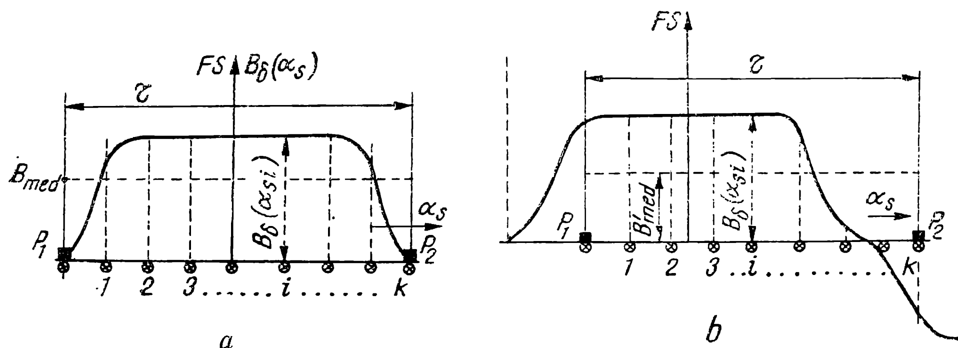


Fig. 2.52. Calculul grafic al inducției medii B_{med} cînd periile sînt în axa polară *(a)*; calculul grafic al inducției medii B'_{med} cînd periile sînt decalate din axa neutră $(B'_{med} < B_{med})$ *(b)*.

Dacă înfășurarea cu $2a$ căi de curent are N conductoare, atunci $N = 4\,a\,k\,N_q$; viteza periferică v poate fi scrisă în funcție de viteza de rotație n adică $v = \pi D n/60 = \pi R n/30$, iar fluxul magnetic pe pol $\Phi_0 = L\tau B_{med}$, cu aceste precizări se obține:

$$E_0 = \frac{p}{a}\cdot\frac{n}{60} N \Phi_0 = k_e \cdot n \Phi_0; \quad k_e = \frac{p}{a}\cdot\frac{N}{60}. \tag{2.95}$$

Prin urmare t.e.m. E_0 este proporțională cu viteza de rotație n [rot/min] și cu fluxul magnetic (inductor) pe pol, dar $\Phi_0 = \Phi_0\,(I_e)$; t.e.m. E_0 nu depinde de distribuția în spațiu a cîmpului magnetic ci de valoarea medie pe pasul polar a inducției magnetice, respectiv de fluxul magnetic pe pol Φ_0. Dacă periile ar fi decalate din axa neutră, atunci t.e.m. E_0 ar fi mai mică, deoarece în expresia inducției B_{med} intervin și valori negative (fig. 2.52, *b*).

c) T.e.m. indusă de un cîmp magnetic pulsatoriu în timp și spațiu, într-o înfășurare de curent continuu cu periile decalate din axa neutră cu unghiul β se calculează pe baza relației (2.71). T.e.m. se calculează pe o cale de curent. Sistemul de referință FS are axa coincidentă cu axa magnetică a înfășurării de excitație (fig. 2.53). În cazul bobinelor egale unghiul dintre axele magnetice a două bobine este egal cu unghiul dintre laturile lor de ducere. Considerînd bobina de lîngă perie că are axa magnetică decalată cu unghiul α față de FS și două bobine succesive au axele magnetice decalate cu unghiul $\gamma'' = \dfrac{2\pi}{Z}$ rezultă că bobina de indice i este decalată față de FS cu unghiul

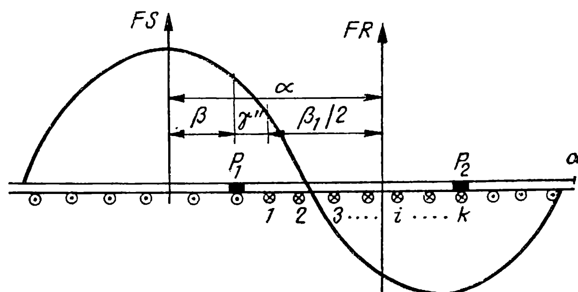


Fig. 2.53. Înfășurarea de curent continuu în cîmp magnetic pulsatoriu în timp și spațiu.

$\alpha + i\gamma''$ iar $\alpha = \beta + \frac{\beta_1}{2}$; t.e.m. induse în cele k secții ale unei căi de curent se scriu sub forma:

$$e_{b1} = E_b\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\,(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \gamma'') + E_b\sqrt{2}\frac{\omega_r}{\omega}\cos\omega t \cdot$$
$$\cdot\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \gamma'' - \frac{\pi}{2p}\right)$$
$$e_{b2} = E_b\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + 2\gamma''\right) +$$
$$+ E_b\sqrt{2}\frac{\omega_r}{\omega}\cos\omega t\,\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + 2\gamma'' - \frac{\pi}{2p}\right) \qquad (2.96)$$
$$\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots$$
$$e_{bk} = E_b\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + k\gamma''\right) +$$
$$+ E_b\sqrt{2}\frac{\omega_r}{\omega}\cos\omega t\,\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + k\gamma'' - \frac{\pi}{2p}\right).$$

Însumînd cele k t.e.m. se obține t.e.m. indusă într-o cale de curent

$$e_b = k_q k E_b\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \frac{k-1}{2}\gamma''\right) +$$
$$+ E_b\sqrt{2}\frac{\omega_r}{\omega}k_q\cos\omega t\,\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \frac{k-1}{2}\gamma'' - \frac{\pi}{2p}\right) \qquad (2.97)$$

sau:

$$e_b = E\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \frac{k-1}{2}\gamma''\right) +$$
$$+ E\frac{\omega_r}{\omega}\sqrt{2}\cos\omega t\,\cos p\left(\beta + \frac{\beta_1}{2} + \frac{k-1}{2}\gamma'' - \frac{\pi}{2p}\right) \qquad (2.98)$$

unde $E = k\,E_b\,k_q = w_a\,k_w\,\Phi_m\,\omega/\sqrt{2}$; $\qquad w_a = k\,N_q = \frac{N}{4a}$;

$k_q = \left(\sin\frac{k\gamma''p}{2}\right)/k\sin\frac{\gamma''p}{2}$. Deoarece $k \gg 1$ și considerînd secțiile cu pas diametral $\left(\beta_1 = \frac{\pi}{p};\quad k_s = 1\right)$ rezultă:

$$e = -E\sqrt{2}\cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)\cos p\,\beta + E\sqrt{2}\frac{\omega_r}{\omega}\cos\omega t\sin p\,\beta = e_t + e_r. \quad (2.99)$$

Pentru $\beta = 0$ rezultă că t.e.m. de transformare e_t are valoarea eficace maximă, iar t.e.m. de mișcare $e_r = 0$; pentru $\beta = \frac{\pi}{2p}$ t.e.m. $e_t = 0$ și valoarea eficace a t.e.m. e_r este maximă. Din expresia (2.99) a t.e.m. e rezultă că fluxul magnetic inductor cu valoarea maximă Φ_m, poate fi considerat ca

avînd două „componente": $\Phi_d = \Phi_m \sin p\beta$; $\Phi_q = \Phi_m \cos p\beta$. T.e.m. se pot pune sub forma: $e_t = -w_a k_w \Phi_q \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right)$; $e_r = -w_a k_w \frac{\omega_r}{\omega} \Phi_d \cos \omega t$.

Frecvența t.e.m. e_t și e_r este aceeași și egală cu frecvența fluxului magnetic inductor (independentă de turația rotorului). Calculul t.e.m. s-a efectuat la un moment oarecare și prin urmare distribuția secțiilor pe o cale de curent este aceeași, doar că la un alt moment vor fi alte secții în calea de curent; în timp ce o secție părăsește calea de curent, o altă secție intră în calea de curent, datorită simetriei înfășurării aceasta are loc în orice moment.

d) T.e.m. indusă de un cîmp magnetic învîrtitor într-o porțiune dintr-o înfășurare de curent continuu cuprinsă între două perii se calculează pe baza relației (2.78) întocmai ca la punctul *c* și se obține:

$$e = w_a k_s k_q \Phi_m s \omega_1 \cos\left(\omega_1 t - p\beta - p\beta_1 - \frac{k-1}{2}\gamma'' - \frac{\pi}{2}\right). \quad (2.100)$$

Dacă $\beta_1 = \frac{\pi}{2p}$; $\gamma'' = \frac{2\pi}{z}$; și cum $k \gg 1$ rezultă:

$$e = w_a k_w \Phi_m s \omega_1 \cos\left(\omega_1 t - p\beta - \frac{\pi}{2}\right) = E_s \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t - p\beta - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.101)$$

adică defazajul în timp a t.e.m. e depinde de poziția periei de referință. În cazul unui s stem de perii formate din m perechi de perii dispuse uniform pe colector se obține un sistem simetric de t.e.m. m — fazat. Valoarea eficace a t.e.m. E_s depinde de alunecare, însă frecvența t.e.m. este independentă de viteza de rotație a rotorului și este egală cu ω_1.

Dacă alimentarea se face prin rotor, atunci în sistemul FR cîmpul magnetic învîrtitor are expresia $b(\alpha_r, t) = B_m \cos(\omega_1 t - p\alpha_r)$, iar în sistemul FS are expresia $b(\alpha_s, t) = B_m \cos(s\omega_1 t - p\alpha_s)$ și t.e.m. indusă în porțiunea de înfășurare cuprinsă între două perii este de frecvență $s \cdot \omega_1$.

2.17. CARACTERISTICA MAGNETICĂ

Caracteristica magnetică a unei mașini electrice reprezintă relația dintre fluxul polar Φ al mașinii și t.m.m. corespunzătoare. Deoarece cîmpul magnetic este produs în general prin intermediul curenților electrici de conducție în locul t.m.m. se poate scrie solenația și atunci caracteristica magnetică are ecuația $\Phi = f(\Theta)$. Dacă mașina funcționează în gol, curenții electrici trec numai prin înfășurările părții inductoare. Curentul electric dintr-o fază a părții inductoare, necesar pentru producerea cîmpului magnetic, se numește curent de magnetizare. Această caracteristică se determină experimental sau prin calcul. Metoda de calcul este generală, doar relațiile utilizate depind de tipul mașinii.

În figura 2.54 se prezintă circuitele magnetice ale mașinilor electrice; pentru exemplificare se consideră mașina din figura 2.54, *c*. Circuitul magnetic al mașinii se descompune în domenii, pe cît se poate cu inducție magnetică constantă pentru porțiunea din linia de cîmp a domeniului respectiv. În cazul considerat sînt următoarele domenii: jugul statoric, miezul celor doi poli, întrefierurile sub cei doi poli, jugul rotoric și dinții armăturilor, adică:

$$\Theta/p = 2V_\delta + 2V_z + 2V_p + 2V_{jr} + 2V_{js} = 2V_\delta(1 + V_{Fe}/2V_\delta) = 2V_\delta \cdot k_s \quad (2.102)$$

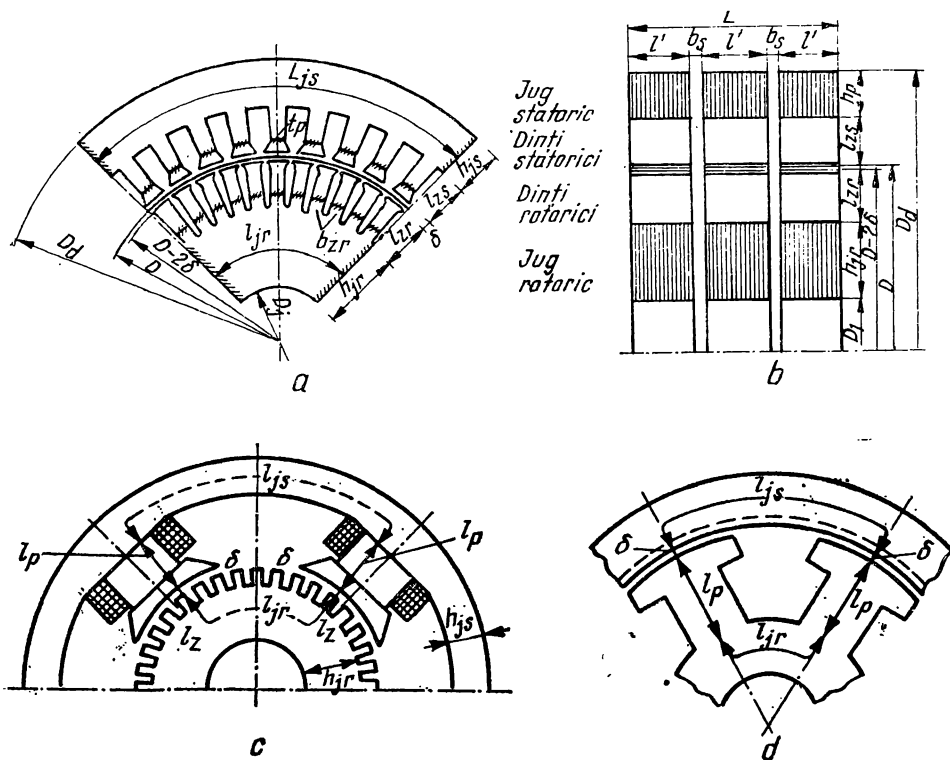


Fig. 2.54. Circuite magnetice ale mașinilor electrice: *a* și *b* — mașina de inducție; *c* și *d* — mașini cu poli aparenți (mașina de curent continuu, mașina sincronă).

unde $k_s = 1 + V_{Fe}/2\,V_\delta$ se numește *factor de saturație*; la mașinile de inducție $k_s \in (1{,}5;\ 2{,}5)$, iar la mașinile de curent continuu $k_s \in (1{,}3;\ 1{,}6)$. Se admite în întrefier o anumită inducție magnetică și apoi se calculează solenația necesară asigurării fluxului magnetic corespunzător.

Întrefierul. Pentru calculul t.m. V_δ, se admite că cele două suprafețe care limitează întrefierul sînt netede și apoi se consideră influența crestăturilor. Variația inducției în întrefier (fig. 2.55) se echivalează cu un dreptunghi rectiliniu de lățime b_i care are aceeași înălțime și aceeași arie ca și cel curbiliniu, lățimea b_i este lățimea ideală a tălpii polare; $b_i = \alpha_i \tau$ unde α_i este factorul de acoperire polară.

Repartiția inducției magnetice după generatoare este de asemenea un dreptunghi curbiliniu. Dreptunghiul rectiliniu echivalent are lungimea L_i numită lungimea ideală a mașinii. Fluxul magnetic pe pol este: $\Phi = \alpha_i\, \tau\, L_i\, B_\delta$. În general, miezul feromagnetic al indusului se execută din pachete de tole de lungime $l' = 4 \ldots 7$ cm, separate prin n_s canale de ventilație, de lățime b_s (fig. 2.56). Aproximativ $L_i = (L + L_p')/2$ unde $L_p' = (n_s + 1)\, l'$.

Indusul este dințat și inducția magnetică pe un pas dentar τ_d variază (fig. 2.57). Pentru a avea aceeași t.m. V_δ ca în cazul indusului dințat, dar cu inducția B_δ (B_δ este media pe τ_d), indusul neted trebuie să aibă alt întrefier $\delta' > \delta$, în care $B_{\delta_{max}} \cdot \delta/\mu_0 = B_\delta \cdot \delta'/\mu_0 = V_\delta$. Există relația $\delta' = k_c \cdot \delta$, unde k_c se numește factorul lui Carter. Dacă ambele părți ale mașinii sînt

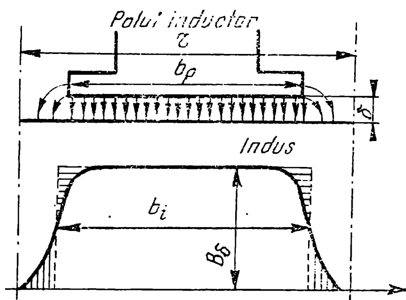


Fig. 2.55. Cîmpul magnetic inductor al mașinii de curent continuu de-a lungul pasului polar.

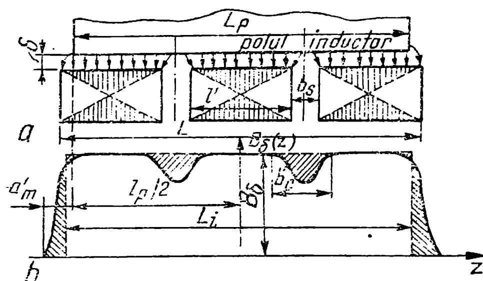


Fig. 2.56. Rotor cu canale radiale.

prevăzute cu crestături se calculează un factor unic $k_c = k_{c1} \cdot k_{c2}$ unde k_{c1} și k_{c2} corespund fiecărei armături în ipoteza că cealaltă este netedă.

Dinții. Calculul t.m. V_z, se face considerînd dintele la mijlocul polului. Se calculează H_{2med} în dinte și t.m. este $V_z = H_{2med}\, l_z$ (l_z — lungimea dintelui).

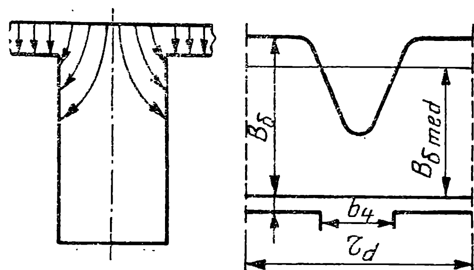


Fig. 2.57. Repartiția inducției magnetice în întrefier pe un pas dentar.

Jugul indusului. T.m. V_{jr} se calculează, determinînd mai întîi inducția medie din jug în axa neutră, apoi din curba de magnetizare se obține H_{jr} și $V_{jr} = H_{jr}\, l_{jr}$.

Corpul polului. Pentru a calcula V_p, trebuie să se determine fluxul magnetic de dispersie Φ_σ al polilor, care trece prin miezul polilor și nu străbate suprafața indusului ($\Phi_\sigma = 0{,}1 \ldots 0{,}2\, \Phi$). Fluxul magnetic din miezul polului este $\Phi_p = \Phi + \Phi_\sigma$ și îi corespunde inducția B_p, iar din curba de magnetizare rezultă H_p și $V_p = l_p\, H_p$.

Jugul statoric. T.m. V_{js} se calculează similar ca la jugul rotoric. Se deduce inducția medie din jug B_{js}, în axa neutră: $B_{js} = \Phi_p / S_{js}$. Din curba de magnetizare rezultă H_{js} și $V_{js} = l_{js}\, H_{js}$.

Curbele de magnetizare $B = f(H)$ cît și caracteristicile de magnetizare $\Phi = \Phi(I_e)$ se pot aproxima analitic prin funcții elementare (tabelul 2.5).

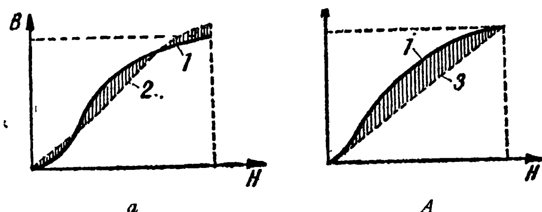
2.18. CÎMPUL MAGNETIC DE SCĂPĂRI

La o mașină electrică, cîmpul magnetic de scăpări (dispersie) al înfășurării plasate în crestături se poate descompune în trei părți: cîmpul de dispersie din crestătură, cîmpul de dispersie al capetelor de bobină și cîmpul de dispersie al capetelor de dinți. În figura 2.58 se prezintă linii ale diferitelor cîmpuri de dispersie. Inductivitatea de dispersie se poate determina prin calcul.

TABELUL 2.5. **Expresii analitice utilizate pentru curbele de magnetizare** (H în A/cm, B în kG)

Funcția	Valori orientative ale constantelor*	K
$H = a \exp(bB)$	$a = 0{,}004-0{,}2$ $b = 0{,}2-0{,}6$	0,05—0,12
$H = a[1-\exp(-bB)]$	$a = 15;\ b = 0{,}4$	0,074
$H = a_1 \exp(b_1 B) + a_2 \exp(b_2 B)$	$a_1 = 0{,}005-0{,}12$ $a_2 = 0{,}2-0{,}6$ $b_1 = 0{,}1-0{,}4$ $b_2 = 0{,}5-0{,}7$	0,04—0,06
$H = \frac{1}{a}[\exp(bB^2)-1]$	$a = 1{,}2;\ b = 0{,}013$	0,076
$B = a \operatorname{arc\,tg} bH + cH$	$a = 9{,}35;\ b = 0{,}82;$ $c = 0{,}05$	0,016
$B = a \operatorname{arg\,sh} bH$	$a = 2{,}2;\ b = 7{,}1$	0,064
$B = \exp(H/a+bH)$	$a = 0{,}01;\ b = 0{,}1$	0,028
$B = a \operatorname{th} bH$	$a = 15;\ b = 0{,}42$	0,06
$B = H/(a+bH)$	$a = 0{,}09;\ b = 0{,}06$	0,011
$B = a_0 + a_1 H - \frac{a_2}{H}$	$a_0 = 13{,}8;\ a_1 = 0{,}08,\ a_2 = 8{,}7$	0,038
$B = a_0 - \frac{a_2}{H}$	$a_0 = 15{,}6;\ a_2 = 14$	0,062
$B = aH^n$	$a = 11{,}6;\ n = 0{,}0897$ sau $1/n \in N^*$	0,02
$H = a_0 + a_1 B + a_n B^n + a_m B^m$	$a_0 = 0{,}35;\ a_1 = 0{,}145$ $a_n = 3{,}49 \cdot 10^{-7}$ $a_m = 0{,}41 \cdot 10^{-22}$ $n = 7;\ m = 22$	0,01
$H = a_1 \sin \omega t + a_3 \sin 3\omega t + \ldots$ $\ldots + a_n \sin n\omega t$ $B = B_m \sin \omega t$	$a_1 = 11{,}6;\ a_3 = 6{,}2$ $a_5 = 3{,}1;\ a_7 = 1{,}3$ $a_9 = 0{,}6;\ a_{11} = 0{,}2$	0,01

* Coeficienții se determină în funcție de curba de magnetizare dată, fiind necesar ca graficul funcției de aproximare să treacă prin mai multe puncte importante sau prin puncte apropiate de acestea astfel ca coeficientul K să fie minim.



1 — curba reală;

2 — aproximarea analitică;

3 — aproximarea cu o dreaptă

$K = a/A$.

a — aria hașurată mărginită de curbele 1 și 2;
A — aria hașurată mărginită de curbele 1 și 3;

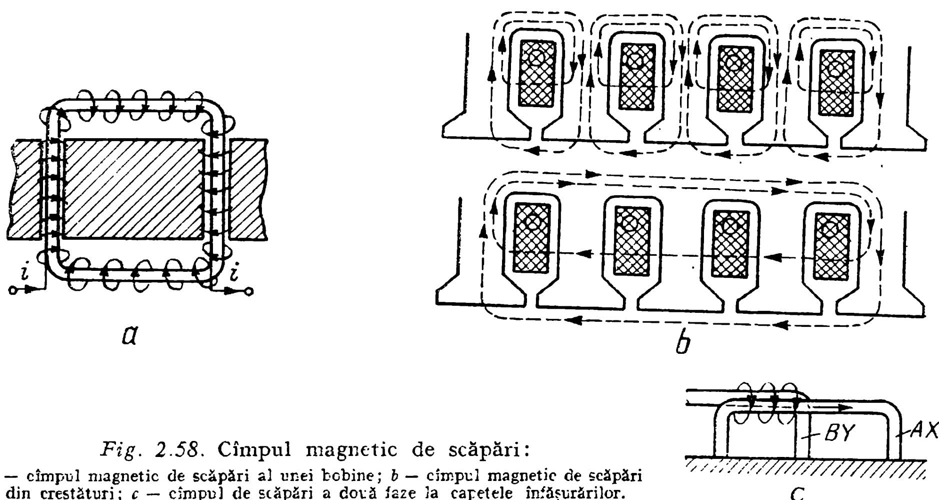


Fig. 2.58. Cîmpul magnetic de scăpări:
a — cîmpul magnetic de scăpări al unei bobine; *b* — cîmpul magnetic de scăpări din crestături; *c* — cîmpul de scăpări a două faze la capetele înfășurărilor.

a) *Inductivitatea de dispersie a crestăturii* $L_{c\sigma}$ pentru exemplificare se determină pentru cazul unei bobine cu $w_b = w/pq$ spire dispusă în crestături semiînchise (fig. 2.59). Inductivitatea $L_{c\sigma}$ se determină din energia magnetică a crestăturii:

$$\frac{1}{2} L_{c\sigma}\, i^2 = \frac{1}{2}\, \mu_0 \sum_{k=1}^{4} \int_0^{h_1} H_{xk}^2\, \mathrm{d}V;\ \mathrm{d}V = L_i\, b_k\, \mathrm{d}x;\ k = 1,2,3,4. \qquad (2.163)$$

Pentru cele patru domenii ale crestăturii cîmpul magnetic este:

$$H_{x1} = i\, w_b\, x\, h_1/b_1;\ H_{x2} = w_b\, i/b_2;\ H_{x3} = \frac{i\, w_b}{b_{3x}};$$

$$b_{3x} = b_2 - \frac{x'}{h_3}(b_2 - b_4);\ x' = x - h_1 \simeq h_2;\ H_{x4} = w_b\, i/b_4. \qquad (2.104)$$

Efectuînd calculele se obține inductivitatea $L_{c\sigma} = L_i\, \mu_0\, w_b^2\, \lambda_c$ unde:

$$\lambda_c = h_1/(3\, b_1) + h_2/b_2 + \frac{2\, h_3}{b_2 + b_4} + h_4/b_4 \qquad (2.105),$$

λ_c — coeficientul permeanței specifice a crestăturii.

În mod similar se determină λ_c pentru orice formă de crestătură (tabelul 2.6). La înfășurările în două straturi, curenții din laturile de bobină din cele două straturi pot fi defazați între ei; fluxul magnetic de dispersie din crestătură depinde de defazajul curenților.

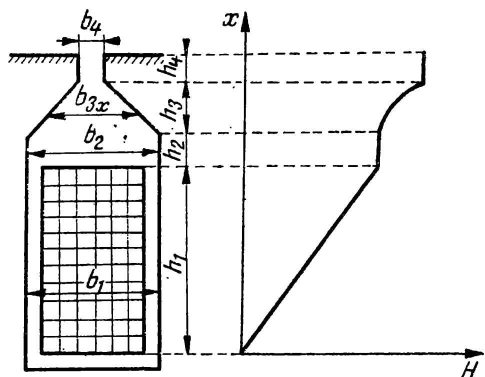


Fig. 2.59. Cîmpul magnetic de dispersie al crestăturii.

TABELUL 2.6. **Permeanțele specifice pentru diferite tipuri de crestături**

a	$\lambda_c = \frac{h_1}{3\,b} + \frac{h_2}{b}$	e	$\lambda_c = 0{,}62 + \frac{2\,h_1}{3(b_2 + b_3)} + \frac{h_2}{b_1}$
b	$\lambda_c = \frac{h_1}{3\,b} + \frac{h_2}{b} + \frac{2\,h_3}{b + b_1} + \frac{h_4}{b_1}$	f	$\lambda_c = \frac{h_1 + h_3}{3\,b_2} k_\beta + \left(\frac{h_4}{b_2} + \frac{3\,h_5}{b_2 + 2\,b_1} + \frac{h_6}{b_1}\right) k'_\beta + \frac{h_2}{4\,b_2}$,
c	$\lambda_c = \frac{h_1}{3\,b} + \frac{h_2}{b} + 0{,}785 + \frac{h_3}{b_1}$	g	$k_\beta = 0{,}25 + 0{,}75\ k'_\beta$ $k'_\beta = 0{,}25 + 0{,}75\ \beta$ $\beta = \frac{\gamma}{\tau}$
d	$\lambda_c = \frac{2\,h_1}{3(b_2 + b_3)} + \frac{h_2}{b_2} + \frac{2\,h_3}{b_1 + b_2} + \frac{h_4}{b_1}$	h	$\lambda_c = \frac{h_1}{6\,(b_3 + b')} + \frac{h_2}{4\,b'} + \frac{h_3}{b' + b_2} k'_\beta + \left(\frac{h_4}{b_2} + \frac{2\,h_5}{b_1 + b_2} + \frac{h_6}{b_1}\right) k''_\beta$, $k'_\beta = 0{,}25 + 0{,}75\,\beta$ $k''_\beta = 0{,}42 + 0{,}75\,\beta$

Tabelul 2.6. (continuare)

i	$\lambda_c = 0{,}08 + \frac{h_1}{6(b_3 + b')} + \frac{h_3}{b' + b_2} k'_\beta + \left(0{,}785 + \frac{h_4}{b_1}\right) k''_\beta$ $k'_\beta = 0{,}25 + 0{,}75\,\beta$ $k''_\beta = 0{,}42 + 0{,}75\,\beta$ $\beta = \frac{\gamma}{\tau}$	*l*	$\lambda_c = \frac{h_1}{3 b_2} + \frac{h_2}{b_1}$
j	$\lambda_c = 0{,}62 + \frac{h}{b}$	*m*	$\lambda_c = \frac{h_1}{3 b} + \frac{h_2}{b}$
k	$\lambda_c = 0{,}62 + \frac{2 h_1}{3(d_1 + d_2)} + \frac{h_2}{b}$	*n*	$\lambda_c = \frac{2 h_1}{d_1 + d_2} + \lambda_t$ $\lambda_t = f\left(\frac{h_2}{d_1}; \frac{I_b}{d_1}\right)$ $\gamma = \frac{d_1}{d_2}$

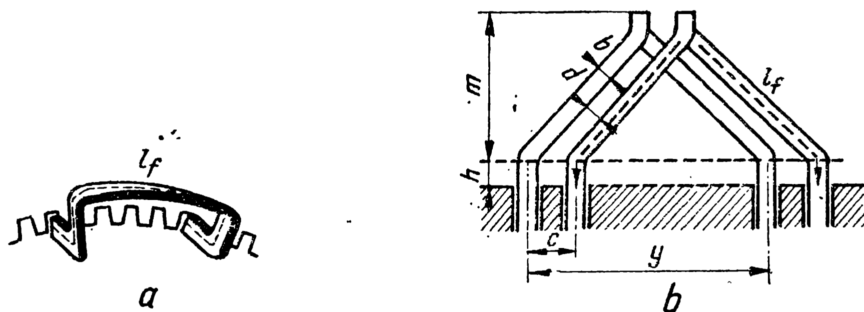


Fig. 2.60. Capete de bobine:
a — înfășurare într-un strat; *b* — înfășurare în două straturi.

Se deduce că $\lambda_c = (\lambda_i + \lambda_s + 2\,g\,\lambda_m)/4$ în care $g = \frac{1}{s}\sum_{k=1}^{s}\cos\varphi_k$, s fiind numărul laturilor de bobină pe fază, iar φ_k defazajul curenților prin cele două laturi de bobină dispuse în aceeași crestătură; λ_i și λ_s sînt coeficienții permanențelor specifice ale laturilor de bobină din stratul inferior, respectiv superior, iar λ_m coeficientul permanenței specifice mutuale a celor două laturi de bobină.

b) *Inductivitatea de dispersie frontală* $L_{\sigma f}$ se determină pe baza rezultatelor obținute prin măsurări pe modele, deoarece configurația cîmpului magnetic din regiunea capetelor de bobină depinde de tipul mașinii și de forma ei constructivă, iar calculele sînt dificile. Expresiile calculate corespund unui anumit model idealizat. Se poate calcula $L_{\sigma f} = 2\,\mu_0\,w^2\,l_f\,\lambda_f/q$ dacă se cunoaște coeficientul permanenței specifice de dispersie frontală—λ_f; l_f este lungimea frontală a capătului de bobină (fig. 2.60). Pentru λ_f s-au stabilit expresii analitice pe considerente teoretice și experimentale (tabelul 2.7). În tabelul 2.8 sînt date valori ale lui λ_f măsurate pe mașini executate.

TABELUL 2.7. **Calculul permeanței λ_f a capetelor de bobină**

Tipul înfășurării	Relația de calcul
Înfășurare într-un strat, $2p > 2$, cu capete de bobină în două etaje	$\lambda_f = 0{,}67\,\frac{q}{l_1}\,(l_f - 0{,}64\,\tau_i)$
Înfășurare într-un strat, $2p = 2$, cu capete de bobină în trei etaje	$\lambda_f = 0{,}47\,\frac{q}{l_1}\,(l_f - 0{,}64\,\tau_i\,\beta_i)$; $i = 1{,}2$
Înfășurare într-un strat în lanț	$\lambda_f = 0{,}2\,l_f\,\frac{q}{l_1}$
Înfășurare în două straturi, cu pas scurtat, cu capetele de bobină în coroană	$\lambda_f = 0{,}34\,\frac{q}{l_1}\,(l_f - 0{,}64\,\tau_i\,\beta_i)$; $i = 1{,}2$

β_i este pasul mediu al bobinelor (*1* — stator; *2* — rotor) raportate la τ;
l_1 este lungimea de fier a mașinii.

TABELUL 2.8. **Coeficientul permeanței specifice frontale λ_f (valorile sînt stabilite atît pentru stator cît și pentru rotor)**

Tipurile de înfășurări		Înfășurarea din stator	
		Într-un strat	În două straturi
Înfășurarea din rotor	Într-un strat	0,5	0,4 ... 0,3
	În două straturi	0,4	0,3
	În colivie	0,35	0,25 ... 0,15

c) *Inductivitatea de dispersie a capetelor de dinți* $L_{\sigma z}$ corespunde fluxului magnetic de dispersie care se închide prin capetele dinților de la dinte la dinte (fig. 2.61).

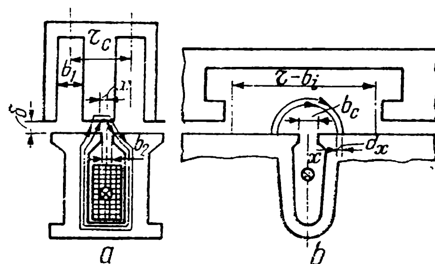


Fig. 2.61. Cîmpul de dispersie prin capetele dinților

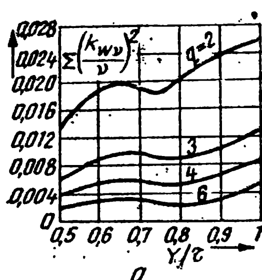
a — mașina cu ambele armături crestate; *b* — mașina de curent continuu fără poli de comutație.

Inductivitatea $L_{\sigma z} = 0{,}8\,\pi\,w^2 L_i \lambda_z$ intervine mai ales la mașinile cu întrefier mare (mașini sincrone); în acest caz $\lambda_z = 5\,\delta/(5\,b_4 + 4\,\delta)$, dacă mașina are poli aparenți atunci această expresie se multiplică cu b/τ.

d) *Inductivitatea de dispersie diferențială* $L_{\sigma d}$ corespunde diferenței dintre fluxul magnetic rezultant și fluxul magnetic al fundamentalei cîmpului magnetic. Se calculează pentru mașinile de curent alternativ cu cîmpul magnetic din întrefier nesinusoidal.

Inductivitatea $L_{\sigma d} = 2\mu_0 w^2 L_i \lambda_d / p$ unde $\lambda_d = \dfrac{m}{\pi^2} \cdot \dfrac{\tau}{\delta'} \sum_{\nu > 1} \left(\dfrac{k_{w\nu}}{\nu}\right)^2$ pentru înfășurări bobinate (fig. 2.62, *a*) și $\lambda_d = \dfrac{m}{\pi^2}\,\dfrac{\tau}{\delta'} \cdot \sum \dfrac{1}{2\,\nu/p \pm 1}$ pentru înfășurări în colivie (fig. 2.62, *b*).

Inductivitatea totală de dispersie a unei înfășurări este suma inductivităților parțiale: $L_\sigma = L_{\sigma c} + L_{\sigma f} + L_{\sigma z} + L_{\sigma d}$.



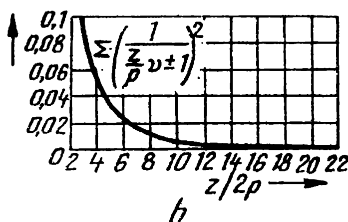


Fig. 2.62. Factorul $\Sigma\left(\dfrac{K_{w\nu}}{\nu}\right)^2$ la înfășurările trifazate (*a*); $\Sigma\dfrac{1}{2\nu/p \pm 1}$ la înfășurările în colivie (*b*).

2.19. EFECTUL PELICULAR

Efectul pelicular se manifestă într-o măsură mai mare sau mai mică la toate conductoarele înfășurărilor, cînd acestea sînt parcurse de un curent alternativ. Pentru a evidenția aspectele mai importante se consideră cazul simplu al unei bare dispuse într-o crestătură deschisă (fig. 2.63). Cîmpul electric E și densitatea de curent J au componente numai după direcția axială a crestăturii. Prin aplicarea legii circuitului magnetic pe curba Γ_1, a legii inducției electromagnetice pe curba închisă Γ_2 și a legii lui Ohm rezultă:

$$\int_{\Gamma_1} \overline{H}\,\overline{\mathrm{d}r} = H_y b_c = \int_0^x b J_z \,\mathrm{d}x; \quad -l_c\left(E_z + \frac{\partial E_z}{\partial x}\mathrm{d}x - E_z\right) = -l_c \mu_0 \frac{\partial H_y}{\partial x};$$

$$E_z = \rho J_z. \qquad (2.106)$$

Din aceste ecuații, în regim sinusoidal se obține ecuația diferențială:

$$\frac{\mathrm{d}^2 \underline{H}_y}{\mathrm{d}x^2} = \underline{\gamma}\underline{H}_y; \quad \underline{\gamma} = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0 b}{\rho b_c}} = (1+j)\alpha; \quad \alpha = \sqrt{\frac{\omega\mu_0 b}{2\rho b_c}}. \qquad (2.107)$$

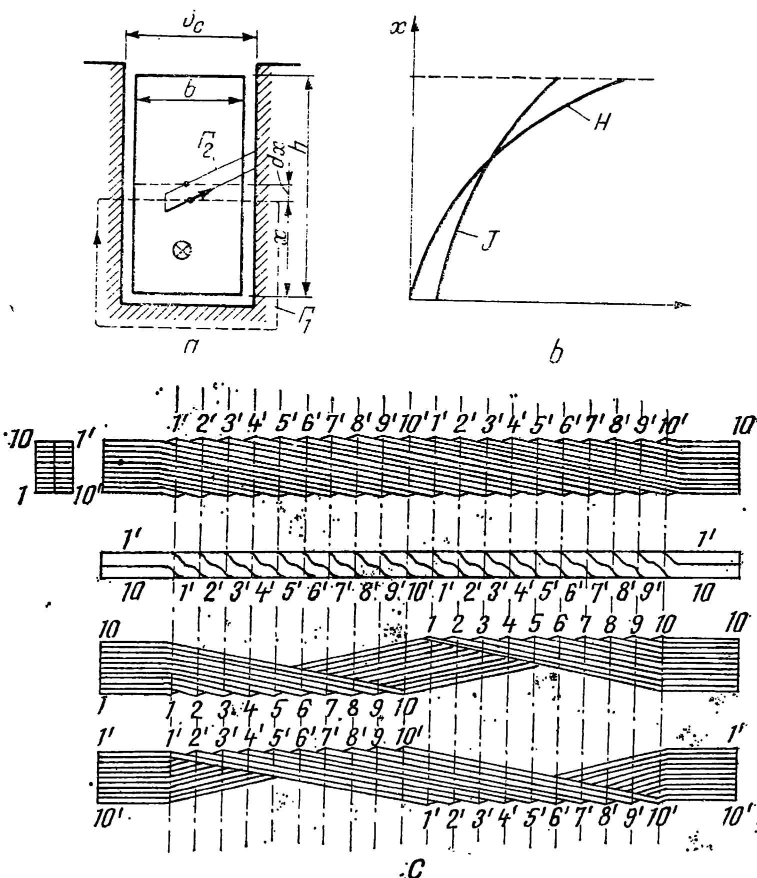


Fig. 2.63. Explicativă pentru scrierea ecuațiilor (*a*); variația cîmpului magnetic H și a densității de curent J în raport cu coordonata x (*b*); conductor executat din conductoare elementare transpuse (*c*).

Soluția ecuației (2.107) este de forma $H_y = k_1 \operatorname{sh} \gamma x + k_2 \operatorname{ch} \gamma x$; din condițiile pe frontieră $H_y(0) = 0$ și $H_y(h) = I/b_c$ rezultă $K_1 = I/b_c \operatorname{sh}\gamma h$; $k_2 = 0$ și deci se obține:

$$H = \frac{I}{b} \frac{\operatorname{sh} \gamma x}{\operatorname{ch} \gamma h}; \quad E_z = \rho \frac{I}{b} \gamma \frac{\operatorname{ch} \gamma x}{\operatorname{sh} \gamma h}; \quad J_z = \frac{I}{b} \gamma \frac{\operatorname{ch} \gamma x}{\operatorname{sh} \gamma h}. \quad (2.108)$$

Puterea aparentă totală primită de bară este:

$$\underline{S} = \int_{S_\delta} E_z^* H_y \, \mathrm{d}A = P + jQ = P_c \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi} +$$

$$+ Q_c \cdot \frac{3}{2\xi} \cdot \frac{\operatorname{sh} 2\xi - \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi} \quad (2.109)$$

unde $P_c = \frac{l_c \rho I^2}{h b}$ sînt pierderile în bară, în curent continuu, $Q_c = \omega \mu_0 l_c b I^2/3 b_c$ este puterea reactivă în cazul în care J_z are o distribuție uniformă, iar $\xi = \alpha h$ este „înălțimea redusă" a barei.

Factorul de majorare a rezistenței barei $k_R = P/P_c$ și factorul de reducere a inductivității $k_L = Q/Q_c$ rezultă din (2.109).

Pentru a ilustra printr-o relație mai simplă consecințele efectului pelicular, se consideră $|\gamma h| \gg 1$ $(h \to \infty)$ și rezultă valoarea efectivă $J_z = J_0 \alpha h e^{\alpha(x-h)}$ unde $J_0 = I/bh$. În cazul în care $\omega = \omega_2 = s\omega_1$ se obține $J_z = J_0 \alpha_1 \sqrt{s} h e^{\alpha_1 \sqrt{s}(x-h)}$ care pune în evidență variația valorii eficace a lui J_z în raport cu frecvența și coordonata x.

Dacă în crestătură se află mai multe straturi dreptunghiulare (fig. 2.64), atunci pentru al p-lea strat $k_{Rp} = \varphi(\xi) + I_u (I_u + I_p \cos \gamma) \psi(\xi)/I_p^2$ unde:

$$\varphi(\xi) = \xi \frac{\operatorname{sh} 2\xi + \sin 2\xi}{\operatorname{ch} 2\xi - \cos 2\xi}; \quad \psi(\xi) = 2\xi \frac{\operatorname{sh} \xi - \sin \xi}{\operatorname{ch} \xi - \cos \xi}.$$

În cazul în care prin toate conductoarele crestăturii trece același curent se obține $k_{Rp} = \varphi(\xi) + p(p-1)\psi(\xi)$. Pierderile în conductoarele din crestătură corespund valorii medii a factorului k_R a celor m straturi: $k_{Rm} = \varphi(\xi) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi)$.

Înălțimea conductoarelor pentru care k_{Rm} are valoarea minimă se numește *înălțime critică*. La mașinile mari pentru reducerea pierderilor este necesar ca în locul unui singur conductor să se utilizeze mai multe conductoare în paralel care își schimbă poziția în crestătură (transpoziții) ocupînd toate pozițiile în secțiunea crestăturii și deci este înlănțuit de un același flux magnetic al crestăturii, iar k_R corespunde conductorului elementar (fig. 2.63, *c*). Efect pelicular există și în părțile frontale ale conductorului și factorul de rezistență corespunzător, k_{Rf}, se calculează cu aceleași relații numai că dimensiunile crestăturii echivalente sînt înăl-

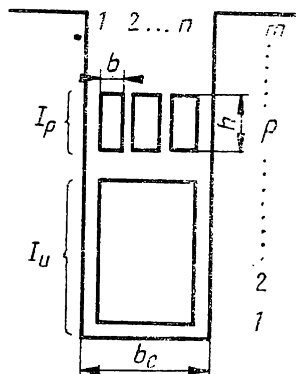
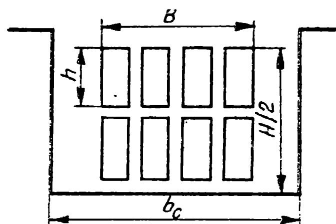


Fig. 2.64. Crestătură cu *m* straturi de conductoare.



ig. 2.65. Crestătură echivalentă pentru care se calculcază factorul de rezistență pentru capetele de bobină.

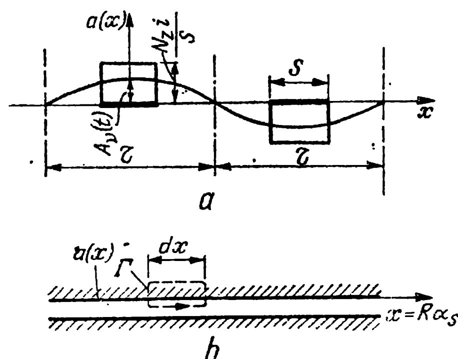


Fig. 2.66. Explicativă la pătura de curent.

țimea conductorului și $b_c = B + 1{,}2\,H$ (fig. 2.65). Factorul de rezistență total al întregii înfășurări este $k_{Rt} = (k_R\, l + k_{Rf}\, l_f)/(l + l_f)$; obișnuit se consideră $k_s = 1$. În alte cazuri efectul pelicular este accentuat prin măsuri constructive în vederea obținerii anumitor caracteristici (de exemplu motorul asincron cu bare înalte).

2.20. SOLENAȚIA SPECIFICĂ (PĂTURA DE CURENT)

Pătura de curent A reprezintă curentul total pe unitatea de lungime periferică a mașinii. La mașinile actuale $A = 200...600$ A/cm; la mașini de foarte mare putere răcite cu apă, se pot obține valori de pînă la 2000 A/cm.

În curentul alternativ aceste cifre se referă la valorile efective. O fază cu q crestături pe pol parcursă de curentul i poate fi echivalată cu o pătură de curent uniform repartizată pe două intervale de lățime S pentru o pereche de poli (fig. 2.66). Dezvoltînd în serie Fourier în sistemul FS se obține $A_\nu(t) = 2\, k_{q\nu} \dfrac{N}{p\tau} i$; $k_{q\nu} = \left(\sin \nu \dfrac{S}{\tau} \dfrac{\pi}{2}\right) \bigg/ \left(\nu \dfrac{S}{\tau} \cdot \dfrac{\pi}{2}\right)$ reprezintă factorul de zonă pentru înfășurări repartizate continuu, deci pătura de curent armonică ν este $a_\nu = A_\nu(t) \cos \nu \dfrac{x}{\tau}$, $(x = R\,\alpha_s)$; pentru $\nu = 1$ se obține fundamentala. Dacă $i = I\sqrt{2} \cos \omega t$ atunci $a_\nu = A_{\nu m} \cos \nu \dfrac{x}{\tau} \cdot \cos\omega t$; pentru m faze se obține

$$a_\nu = \frac{m}{2} A_{\nu m} \cos\left(\omega t \pm \nu \frac{x}{\tau}\right).$$

În cazul indusului de curent continuu $A = N I_a / 2 p \tau$, unde I_a este curentul care parcurge conductorul. Din legea circuitului magnetic rezultă $a(\alpha_i, t) = h_\theta(\alpha_i, t)$; $i = s, r, k$, unde $h_\theta(\alpha_i, t)$ este componenta tangențială a cîmpului magnetic în vecinătatea armăturii pe care se află pînza de curent (densitatea de curent) $a(\alpha_i, t)$ (fig. 2.66); componenta h_θ explică transferul de putere spre cealaltă armătură deoarece $P = \int_\Sigma (\overline{E} \times \overline{H})\, \overline{dA} = \int_0^{2\pi} E_z\, h_\theta\, RL\, d\alpha_i \neq 0$.

În întrefier are loc și o circulație de putere în sens tangențial fără consecințe fizice importante: $P_\theta = \int_0^{2\pi} E_z\, H_\delta\, RL\, d\alpha_i$.

2.21. CUPLUL ELECTROMAGNETIC

Pentru calculul cuplului electromagnetic se va folosi teorema forțelor generalizate în cîmpul magnetic, care arată că forța X în direcția coordonatei x este dată de relația:

$$X = -\left(\frac{\partial W_m}{\partial x}\right)_{\Phi = \text{const.}} = \left(\frac{\partial W_m}{\partial x}\right)_{i = \text{const.}} \qquad (2.110)$$

Dacă x este o lungime, atunci X este o forță în sensul obișnuit, dacă x este un unghi, atunci X este un cuplu. W_m este energia magnetică a sistemului considerat. Energia magnetică poate fi pusă sub diferite forme în funcție de mărimile cîmpului electromagnetic. În cazul în care pe stator sînt dispuse trei înfășurări monofazate notate cu AX; BY; CZ, iar pe rotor alte trei înfășurări monofazate notate cu ax; by; cz (mașină asincronă trifazată) atunci fluxurile totale pentru înfășurările considerate se pot scrie sub forma:

$$\begin{aligned} \varphi_A &= L_{AA}\, i_A + L_{AB}\, i_B + L_{AC}\, i_C + L_{Aa}\, i_a + L_{Ab}\, i_b + L_{Ac}\, i_c \\ &\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots \qquad (2.111) \\ \varphi_a &= L_{aA}\, i_A + L_{aB}\, i_B + L_{aC}\, i_C + L_{aa}\, i_a + L_{ab}\, i_b + L_{ac}\, i_c \end{aligned}$$

Aceste relații se pot scrie sub formă matricială

$$[\varphi] = \begin{bmatrix} L_{AA}\, L_{AB} & \cdots & L_{Ac} \\ \\ L_{cA}\, L_{cB} & \cdots & L_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_A \\ \vdots \\ i_c \end{bmatrix} = [L]\cdot[i]. \qquad (2.112)$$

Energia magnetică pentru sistemul de înfășurări considerat va fi:

$$W_m = \frac{1}{2}(\varphi_A\, i_A + \varphi_B\, i_B + \varphi_C\, i_C + \varphi_a\, i_a + \varphi_b\, i_b + \varphi_c\, i_c) \qquad (2.113)$$

sau sub formă matricială

$$W_m = \frac{1}{2}\,[i]_t\,[\varphi] = \frac{1}{2}\,[i]_t\cdot[L]\cdot[i]. \qquad (2.114)$$

La mașinile electrice, inductivitățile depind de poziția rotorului față de stator, poziția determinată de unghiul α, $(\theta = p\,\alpha)$, care reprezintă coordonata generalizată. Pe baza relațiilor de mai sus se determină următoarea expresie generală pentru cuplul electromagnetic:

$$M = p\left(\frac{\partial W_m}{\partial \theta}\right)_{i = \text{const}} = \frac{1}{2}\,p\,[i]_t\cdot\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}\theta}[L]\cdot[i] = \frac{1}{2}p\,[i]_t\cdot[G]\cdot[i]. \quad (2.115)$$

Pentru explicitarea expresiei cuplului electromagnetic se va considera că armătura statorică pe care este dispusă înfășurarea trifazată este de formă cilindrică, iar pe armătura rotorică este dispusă o înfășurare cu un decalaj spațial oarecare în raport cu axa sistemului FR (fig. 2.66, A). Inductivită-

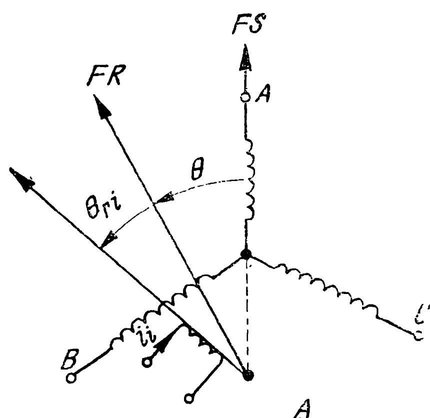


Fig. 2.66,A. Referitoare la calculul cuplului electromagnetic

țile mutuale dintre o înfășurare oarecare rotorică și o înfășurare oarecare statorică variază periodic în raport cu unghiul electric dintre axele magnetice ale înfășurărilor considerate (perioada fiind 2π). Din dezvoltarea în serie Fourier a expresiilor inductivităților mutuale se rețin fundamentalele:

$$L_{iA} = L_i \cos(\theta + \theta_{ri});$$

$$L_{iB} = L_i \cos\left(\theta + \theta_{ri} - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$L_{iC} = L_i \cos\left(\theta + \theta_{ri} - \frac{4\pi}{3}\right) \quad (2.116)$$

cu indicele i s-a notat înfășurarea de pe rotor.

Energia magnetică a acestui sistem de înfășurări se poate pune sub forma:

$$W_m = \frac{1}{2}(i_A \varphi_{As} + i_B \varphi_{Bs} + i_C \varphi_{Cs}) + L_{iA} i_A i_i + L_{iB} i_B i_i +$$
$$+ L_{iC} i_C i_i + \frac{1}{2} L_{ii} i_i^2 \quad (2.117)$$

unde φ_{As}, φ_{Bs}, φ_{Cs} sînt fluxurile magnetice prin înfășurarea AX, BY respectiv CZ determinate numai de curenții statornici i_A, i_B și i_C.

Expresia (2.117) poate fi pusă sub forma:

$$W_m = \frac{1}{2}[\varphi_{As} Re(i_s) + \varphi_{Bs} Re(a^2 i_s) + \varphi_{Cs} Re(a i_s)] + \frac{1}{2} L_{ii} i_i^2 +$$
$$+ L_i i_i \left[i_A \cos(\theta + \theta_{ri}) + i_B \cos\left(\theta + \theta_{ri} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\theta + \theta_{ri} - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$
$$= \frac{3}{4} Re\{\varphi_{ss}^* i_s\} + \frac{1}{2} L_{ii} i_i^2 + L_i i_i Re\left\{i_A e^{-j(\theta+\theta_{ri})} + i_B e^{-j\left(\theta+\theta_{ri}-\frac{2\pi}{3}\right)} +\right.$$
$$\left. + i_C e^{-j\left(\theta+\theta_{ri}-\frac{4\pi}{3}\right)}\right\} = \frac{3}{4} Re\{\varphi_{ss} i_s\} + \frac{3}{2} L_i i_i (i_d \cos\theta_{ri} - i_q \sin\theta_{ri}) +$$
$$+ \frac{1}{2} L_{ii} i_i^2.$$

însă $\varphi_{ds} = L_d i_d$ și $\varphi_{qs} = L_q i_q$ (L_d și L_q sînt constante deoarece armătura statorică este cilindrică); în cazul în care rotorul este tot de forma cilindrică atunci $L_d = L_q$. Se obține:

$$W_m = \frac{3}{4}(L_d i_d^2 + L_q i_q^2) + \frac{3}{2} L_i i_i (i_d \cos\theta_{ri} - i_q \sin\theta_{ri}) + \frac{1}{2} L_{ii} i_i^2.$$

Energia magnetică s-a exprimat în funcție de mărimile definite în sistemul de referință FR. Expresia cuplului electromagnetic se poate pune sub forma:

$$M = \frac{3}{2} p \left(L_d\, i_d \frac{\partial i_d}{\partial \theta} + L_q\, i_q \frac{\partial i_q}{\partial \theta} \right) + \frac{3p}{2} L_i\, i_i \left(\frac{\partial i_d}{\partial \theta} \cos \theta_{ri} - \frac{\partial i_q}{\partial \theta} \sin \theta_{ri} \right) =$$

$$= \frac{3p}{2} (\varphi_d\, i_q - \varphi_q\, i_d) \tag{2.118}$$

unde:

$$\varphi_d = L_d\, i_d + L_i\, i_i \cos \theta_{ri}; \quad \varphi_q = L_q\, i_q + L_i\, i_i \sin \theta_{ri}.$$

Dacă pe rotor sînt n înfășurări atunci

$$\varphi_d = L_d\, i_d + \sum_{i=1}^{n} L_i\, i_i \cos \theta_{ri}; \quad \varphi_q = L_q\, i_q + \sum_{i=1}^{n} L_i\, i_i \sin \theta_{ri}.$$

Expresia (2.118) se poate pune și sub o altă formă:

$$M = \frac{3p}{2} (\varphi_d\, i_q - \varphi_q\, i_d) = \frac{3}{2} p\, R_e \{-j\, i_R\, \varphi_R^*\} = \frac{3}{2} p\, R_e \{-j\, \varphi_s^* \cdot i_s\}.$$

Dacă înfășurarea trifazată se află pe rotor atunci

$$M = \frac{3}{2} p\, Re \{-j\, i_r\, \varphi_r^*\}.$$

În cazul în care fluxurile magnetice și curenții din înfășurarea trifazată indusă au o variație cosinusoidală în timp, adică:

$$\begin{aligned}
\varphi_a &= \psi_m \cos \omega t; & i_a &= \sqrt{2}\, I_2 \cos (\omega' t - \varphi_i) \\
\varphi_b &= \psi_m \cos \left(\omega t - \frac{2\pi}{3} \right); & i_b &= \sqrt{2}\, I_2 \cos \left(\omega' t - \varphi_i - \frac{2\pi}{3} \right) \\
\varphi_c &= \psi_m \cos \left(\omega t - \frac{4\pi}{3} \right); & i_c &= \sqrt{2}\, I_2 \cos \left(\omega' t - \varphi_i - \frac{4\pi}{3} \right),
\end{aligned} \tag{2.119}$$

atunci utilizînd formulele lui Euler pentru funcții trigonometrice se obține:

$$\varphi_r = \psi_m\, e^{+j\omega t} = \dot{\varphi}_a; \quad i_r = \sqrt{2}\, I_2\, e^{j(\omega' t - \varphi_i)} = \dot{I}_a, \text{ deci}$$

$$M = \frac{3}{2} Re \left\{ -j\, p\, \psi_m\, e^{-j\omega t} \cdot \sqrt{2}\, I_2\, e^{j(\omega' t - \varphi_i)} \right\} =$$

$$= \frac{3}{2} p\, \psi_m\, I_2 \cos \left[(\omega' - \omega)\, t - \varphi_i - \frac{\pi}{2} \right] \tag{2.120}$$

adică valoarea medie a cuplului pe o perioadă este zero dacă $\omega' \neq \omega$; în acest caz nu are loc conversia energiei. Dacă pulsația fluxurilor este egală cu pulsația curenților ($\omega' = \omega$), atunci se obține pentru cuplu expresia:

$$M = \frac{3}{2} Re \left\{ p\, \psi_m \sqrt{2}\, I_2\, e^{j\left(-\varphi_i - \frac{\pi}{2}\right)} \right\} = \frac{3}{2} p\, \psi_m \sqrt{2}\, I_2 \cos \left(\varphi_i + \frac{\pi}{2} \right). \tag{2.121}$$

Se înmulțește și se împarte expresia 2.121 cu $\Omega_1 - \Omega_2$ și se ține seama de (2.92); se obține

$$M = \frac{3\, E_{2s}\, I_2 \cos(\underline{E}_{2s}, \underline{I}_2)}{\Omega_1 - \Omega_2}\,; \qquad (2.122)$$

$\varphi_i + \pi/2 = \sphericalangle\, (\underline{E}_{2s}, \underline{I}_2)$ această relație se utilizează în teoria mașinii asincrone.

Dacă se fac aceleași operații cu Ω_1 și se ține seama de (2.93):

$$M = \frac{3\, EI \cos(\underline{E}, \underline{I})}{\Omega_1}\,; \quad (\underline{E} = \underline{E}_1), \qquad (2.122, a)$$

relație utilizată în teoria mașinii sincrone.

Pentru a calcula cuplul care se exercită asupra rotorului mașinilor cu colector este necesar să se calculeze cuplul electromagnetic care se exercită asupra unei bobine dispusă pe rotor (fig. 2.53) și parcursă de curentul I. Particularizînd relația (2.113) pentru două înfășurări (bobina și înfășurarea de excitație), se obține:

$$W_m = \frac{1}{2}(\varphi_e\, i_e + \varphi_b\, i) = \frac{1}{2} L_e\, i_e^2 + L_{eb}\cdot i_e\, i + \frac{1}{2} L_b\, i^2,$$

inductivitatea proprie a înfășurării de excitație L_e și inductivitatea proprie a bobinei L_b nu depind de poziția rotorului și deci:

$$M_b = \left(\frac{\partial W_m}{\partial \alpha}\right)_{i = \text{const}} = i_e\, i\, \frac{\partial L_{eb}}{\partial \alpha} = i\, \frac{\partial \varphi_{eb}}{\partial \alpha} = i\, N_q\, \frac{\partial}{\partial \alpha} \int_{\alpha - \beta_1/2}^{\alpha + \beta_1/2} b(\alpha_s, t)\, RL\, d\alpha_s =$$

$$= i\, N_q\, [b\,(\alpha + \beta_1/2,\, t) - b\,(\alpha - \beta_1/2,\, t)]\, RL\,; \quad \varphi_{eb} = L_{eb}\cdot i. \qquad (2.123)$$

Fluxul mutual φ_{eb} dat de înfășurarea de excitație și care înlănțuie bobine dispuse pe rotor depinde de unghiul α. Dacă cîmpul magnetic are o variație periodică în spațiu, cu perioada $2\,\pi/p$ și dacă $\beta_1 = \dfrac{\pi}{p}$ atunci $b\,(\alpha + \beta_1/2, t) = - b\,(\alpha - \beta_1/2, t)$ și expresia (2.123) devine:

$$M_b = -\,2\, i\, N_q\, b\,(\alpha - \beta_1/2,\, t)\cdot RL \qquad (2.124)$$

adică cuplul M_b este proporțional cu inducția magnetică din dreptul laturii de ducere a bobinei, iar semnul minus arată că tinde să micșoreze coordonata α.

Considerînd conductorul elementar parcurs de curentul $a\,(\alpha_i, t)\, R\mathrm{d}\,\alpha_i$ în cîmpul magnetic radial $b\,(\alpha_i, t)$ rezultă pentru cuplul electromagnetic expresia:

$$M = L \int_0^{2\pi} b\,(\alpha_i, t)\; a\,(\alpha_i, t)\; R\, \mathrm{d}\,\alpha_i = L \int_0^{2\pi} b\,(\alpha_i, t)\; h_\theta\,(\alpha_i, t)\; R\, \mathrm{d}\,\alpha_i. \qquad (2.125)$$

2.22. MATERIALE ELECTROTEHNICE UTILIZATE ÎN CONSTRUCȚIA TRANSFORMATOARELOR ȘI MAȘINILOR ELECTRICE

Materialele utilizate în construcția mașinilor și transformatoarelor electrice, în principal se clasifică în trei categorii:

— *materialele active* din care fac parte conductoarele electrice și materialele magnetice; conductoarele electrice servesc la construcția înfășurărilor prin care se închid curenții electrici, iar materialele magnetice servesc la construcția circuitului magnetic prin care se închide fluxul magnetic principal al mașinii;

— *materialele electroizolante*, utilizate pentru a asigura izolarea înfășurării formată din conductoare față de piesele constructive metalice;

— *materialele constructive*, utilizate pentru transmiterea cuplurilor mecanice, precum și pentru susținerea și consolidarea materialelor active și izolante în scopul realizării unor subansamble stabile în regimurile de funcționare.

Materialele active împreună cu materialele electroizolante formează grupa materialelor electrotehnice.

2.22.1. MATERIALE ACTIVE

a) Conductoarele electrice. Înfășurările transformatoarelor și mașinilor electrice se execută din materiale conductoare de mică rezistivitate, care sînt în principal cuprul și aluminiul, conductoarele de aluminiu se utilizează în construcția transformatoarelor electrice (pentru puteri pînă la 10 MVA), precum și în construcția motoarelor asincrone. Alama este folosită în construcția înfășurărilor în colivie și a bornelor.

Conductoarele pentru bobinaje se execută din cupru de înaltă puritate (CuE — cupru rafinat electrotehnic conținînd 99,95% Cu sau 99,5% Cu (notat Cu 9); de asemenea aluminiul uzilizat este de înaltă puritate (AlE — aluminiu electrotehnic) avînd minimum 99,5% Al, impuritățile controlate din Fe + Si, nu depășesc 0,45%, iar cele din Cu + Zn nu depășesc 0,05%.

În tabelul 2.9 sînt date unele proprietăți fizice ale materialelor conductoare utilizate.

Atît conductoarele din cupru cît și cele din aluminiu se elaborează fie în profile rotunde (sîrme), fie în profile dreptunghiulare (bare), dimensiunile sînt standardizate (STAS 685-74; 3033-71, 10569-76; 6499-74).

TABELUL 2.9. **Proprietățile fizice ale conductoarelor**

Material conductor		ρ [Ω mm²/m] la 20°C	α [1/°C]	γ [kg/dm²]	Rezist. la înt. σ [N/mm²]	c [J/g°C]	λ [W/°Cm]
Cupru	moale	0,01784	$3,18 \cdot 10^{-3}$	8,89	210	0,388	375
	dur	0,01724	$3,93 \cdot 10^{-3}$	8,89	450	0,388	375
Aluminiu		0,031	$3,7 \cdot 10^{-3}$	2,70	70...230	0,885	205
Alamă		0,0645	$1,5 \cdot 10^{-3}$	8,60		0,384	104,4

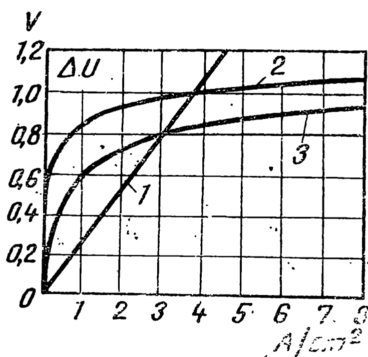


Fig. 2.67. Variația căderii de tensiune ΔU în contactul perie-inel colector în funcție de densitatea de curent:

1 — ΔU la contactul în stare de repaus; 2 — contact în mișcare cu sensul curentului inel-perie; 3 — contact în mișcare cu sensul curentului perie-inel.

Colectoarele și inelele colectoare reprezintă subansamble conductoare și permit împreună cu periile conectarea circuitelor mobile la borne fixe. La trecerea curentului prin contactul alunecător perie-colector, are loc o cădere de tensiune ΔU, care în parte este repartizată în lungul periei, iar restul pe suprafața de contact dintre perie și colector. Cea mai mare parte a căderii de tensiune este concentrată între perii și colector. În figura 2.67 se prezintă variația căderii de tensiune în contactul alunecător perie-inel colector funcție de densitatea curentului. La mașini de c.c. obișnuite se utilizează perii din cărbune electrografitizate cu $\Delta U = 1$ V, iar la cele de c.a. perii tari cu $\Delta U = (1{,}2 \ldots 1{,}5)$V. Pierderile electrice p_p datorită căderii de tensiune la perii se calculează cu relația $p_p = \Delta U \cdot I$, unde I este curentul prin contact. Căderea de tensiune în contact variază cu calitatea periilor. Periile utilizate în construcția mașinilor electrice sînt realizate pe bază de cărbune grafitizat în diferite proporții. În tabelul 2.10 sînt date cîteva tipuri de perii utilizate.

b) *Materiale magnetice.* În construcția circuitului magnetic al mașinilor electrice se utilizează diferite materiale feromagnetice, cum sînt: oțel electrotehnic și magneți permanenți.

În general caracteristica de magnetizare $B = f(H)$ are forma din figura 2.68.

TABELUL 2.10. **Proprietățile periilor utilizate la mașinile electrice**

Perie	Densitatea curentului [A/cm²]	ΔU [V]	Presiunea P_P [N/cm²]	Viteza colectorului [m/s]	Coeficientul de frecare [μ/f]	Utilizare
Bronz-grafit	2,5—30	0,2	1,5	25	0,16	Inele colectoare
Cupru-grafit	20	0,35	1,5	45	0,16	Mașini c.c. cu tensiuni de 6—20 V
Cărbune moale mult grafitizat	12—15	0,75	1	45	0,17	Inele colectoare
	12—15	0,7	1	45	0,15	Mașini de c.c. și convertizoare rotative
	10—12	0,95	1	45	0,18	
Cărbune electrografitizat moale	10—12	0,8	1,2	10—15	0,27	Inele colectoare
Cărbune electrografitizat semitare	8	0,85	1,2	20	0,28	Mașini de c.c.
	8	0,9	1,2	20	0,28	Mașini de c.c. și c.a
Cărbune tare	4—5	0,95	1,5	15	0,23	$U < 500$ V
Cărbune foarte tare	3—4	1,05	1,5	15	0,25	$U > 500$ V

Materialele magnetice denumite dure se caracterizează printr-o valoare mare a cîmpului coercitiv H_c și se utilizează sub formă de magneți permanenți în construcția mașinilor electrice sau sub formă de materiale cu ciclu de histerezis cu suprafața mărită în construcția motoarelor cu histerezis. În tabelul 2.11 se prezintă cîteva din materialele dure mai utilizate. Energia magnetică a unui magnet permanent este proporțională cu produsul BH corespunzător punctului de funcționare pe curba de demagnetizare (cadranul II); există un punct P_0 pentru care energia magnetică este maximă și se numește *punct optim de funcționare a magnetului* (fig. 2.69). Raportul $\gamma_c = (BH)_{max}/B_r H_c$ reprezintă un factor de calitate al materialului dur; valori mari pentru γ_c înseamnă material de bună calitate. În figura 2.70 se prezintă două curbe de demagnetizare, una pentru material de tip AlNiCo, și alta pentru material pe bază de ferită din bariu, factorul γ_c este aproximativ același

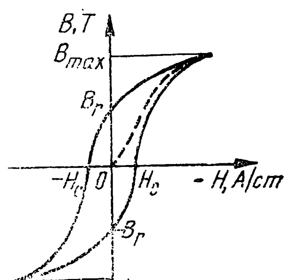


Fig. 2.68. Curba de histerezis $B = f(H)$.

TABELUL 2.11. **Materiale magnetice dure**

Materialul	Compoziție chimică (restul pînă la 100% Fe [%])	B_r [T]	H_c [A/cm]	B_0 [T]	H_0 [A/cm]	$(BH)_{max}$ mJ/cm³]
Oțel carbon obișnuit	0,9—1%C; 0,5Mn	0,9	40	0,62	25,5	1,59
Oțel cu crom	0,9C; 3,5Cr;0,3Mn	0,98	56	0,63	36,8	2,32
Oțel cu Wolfram	0,7C;6W;0,5Cr; 0,3 Si	1,03	56	0,63	36,8	2,38
Oțel cu Cobalt	6 Co	0,75	115	0,48	73,2	3,50
„	15 Co	0,82	143	0,53	94	4,94
Vicalloy I	9,5 V; 52 Co	0,9	250	0,55	145	8
„ II	13 V; 52 Co	1,1	360	0,82	292	24
Koerflex 200	—	1,3—1,6	180—50	0,9—1,2	120—30	4—11,9
Cunife 1	60 Cu, 20 Ni	0,57	470	0,42	353	14,8
Remalloy	12 Co, 17 Mo	1	184	0,69	117	8,8
Alnico 120	12-13Al, 25-28Ni					
Alnico 120	0-4Co, 2-4 Cu,0-1Ti	0,58	505	0,34	305	9
Alnico 400	8-9 Al; 14-15Ni, 23-25Co; 3-4Cu, 0-1 Ti	1,12	490	0,9	376	30
Alnico 700	8,5Al, 15Ni, 24Co 3 Cu	1,3	545	1,2	440	—
Ticonal 190	21Ni; 14Co; 12Al, 3 Cu	0,74—0,8	505—575	0,5	318	14,4-16,8
Ticonal 400	14 Ni, 24 Co, 8,5Al 3 Cu, 0,8 Ti	1,14	500	0,8	400	31

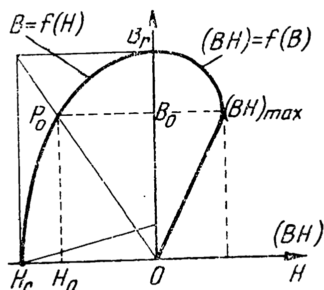


Fig. 2.69. Curba de demagnetizare pentru materialele dure și variația produsului *BH*.

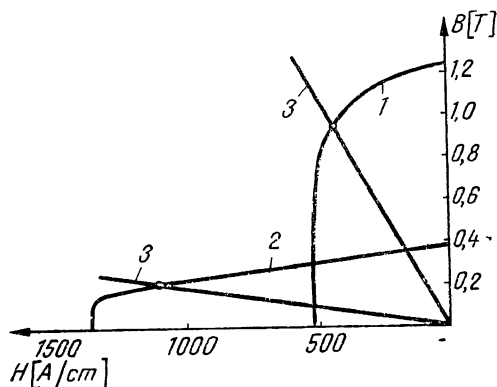


Fig. 2.70. Curba de demagnetizare:
1 — AlNiCo; *2* — ferită de bariu; *3* — dreapta de funcționare corespunzătoare punctului optim.

însă ferita de bariu prezintă o caracteristică mult mai stabilă într-o gamă largă de variație a cîmpului exterior.

Materialele magnetice denumite moi se caracterizează printr-un ciclu de histerezis foarte îngust, deci cîmpul coercitiv H_c este mai mic, din această categorie face parte oțelul electrotehnic. Oțelul electrotehnic cu un conținut redus de carbon, sub 0,1 % se folosește sub formă masivă sau sub formă de tablă de 0,1 ... 2 mm grosime. Oțelul masiv prelucrat prin laminare sau forjare poate fi slab aliat cu siliciu (0,8 ... 1,8 Si) și se folosește în construcția polilor inductori masivi și a jugurilor în care cîmpul magnetic principal este constant.

Tabla silicioasă mediu aliată are un conținut de siliciu 1,8 ... 2,9 % Si, iar tabla silicioasă puternic aliată are 2,8 ... 4,8 % Si și este laminată la cald sau la rece. Prin alierea fierului cu siliciu crește rezistivitatea electrică ρ (0,4 ... 0,65 Ω mm²/m) și scad pierderile produse prin curenți turbionari, însă caracteristica de magnetizare este influențată nefavorabil mai ales la inducții mari. Influența alierii cu siliciu asupra caracteristicii de magnetizare a tolelor neorientate utilizate în construcția mașinilor electrice se prezintă în figura 2.71, iar influența asupra pierderilor specifice în figura 2.72.

În construcția miezului feromagnetic pentru mașinile electrice de puteri medii și mari se folosesc tole din oțel electrotehnic normal aliat de 0,5 mm grosime, laminate la cald, iar în ultima perioadă — tola laminată la rece. În construcția transformatoarelor electrice se folosește tola din oțel electrotehnic puternic aliată (2,9 ... 3,4 % Si) de 0,35 mm grosime, laminată la rece. Pentru tolele destinate mașinilor rotative se garantează de obicei valorile pierderilor la 50 Hz corespunzătoare inducțiilor de 1T și 1,5T notate $P_{10/50}$ și $P_{15/50}$. În mod similar pentru tolele destinate transformatoarelor se garantează pierderile $P_{15/50}$ și $P_{17/50}$.

În construcția miezului feromagnetic al mașinilor electrice mici se folosește tola de 0,5 mm grosime, slab aliată (0,4 ... 0,8 % Si) laminată la rece cu cristale neorientate.

În construcția mașinilor electrice speciale de înaltă frecvență se folosește tola de 0,2 mm grosime.

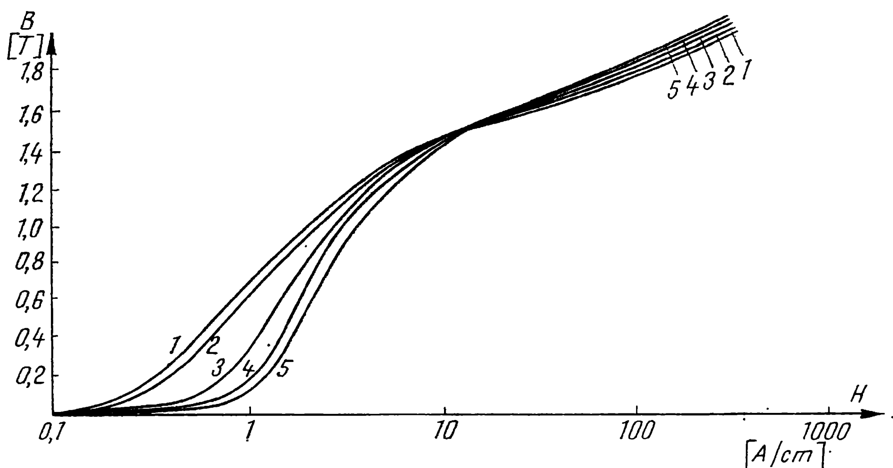


Fig. 2.71. Influența siliciului asupra curbei de magnetizare: Tablă laminată la rece cu cristale neorientate:

1 — 3% Si; *2* — 2,5% Si; *3* — 1,5% Si; *4* — 0,8% Si; *5* — 0,3% Si; (pentru *H* s-a folosit scara logaritmică în baza 10).

În construcția polilor inductori ieșiți pentru mașinile de curent continuu sau sincrone, se utilizează tablă silicioasă slab aliată de 1...2 mm grosime. Comportarea în cîmpul magnetic al tablei silicioase este descrisă de caracteristica de magnetizare $B=f(H)$ sau puterea de magnetizare specifică q în funcție de inducția magnetică B și de pierderile specifice P_v în funcție de inducție.

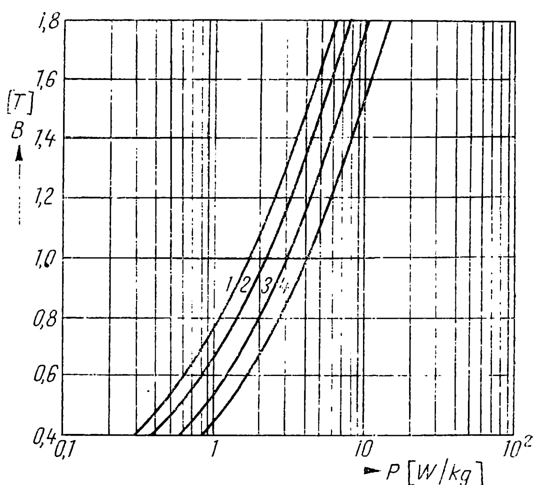


Fig. 2.72. Influența siliciului asupra pierderilor specifice (grosimea tolei 0,5 mm): 1)=3%Si; 2)=2% Si; 3)=1% Si; 4)=0,5% Si.

O altă caracteristică a tolelor este factorul de umplere $k_{Fe} < 1$, care reprezintă raportul dintre lungimea totală efectivă a fierului dintr-un pachet de tole și lungimea totală geometrică, acest factor depinde de grosimea tolei, de calitatea suprafeței și de grosimea peliculei izolante care poate fi de natură organică (lacuri electroizolante de acoperire) sau anorganică (oxizi de fier, fosfați).

În tabelul 2.12 se prezintă caracteristici ale tolelor pentru transformatoare, iar în tabelul 2.13 caracteristici ale tolelor pentru mașini rotative. Dispersia valorilor determinate experimental este mare; de aceea se standardizează numai valorile inducției magnetice la $H = 25$, 50, 100 și 300 A/cm și pierderile specifice maxime la inducția $B = 1$ T și 1,5 T; la tabla texturată sînt standardizate și pierderile specifice la inducția $B = 1,7$ T.

TABELUL 2.12. **Tole magnetice cu cristale orientate pentru transformatoare**

Sortiment	Grosime mm	Pierderi specifice maxime W/kg, 50 Hz		Inducție minimă B_8 (la 8A/cm) [T]	Factor de umplere [%]	Densitatea kg/dm³
		$p_{15/50}$	$p_{17/50}$			
M_4	0,28	0,89	1,40	1,75	95	7,65
M_5	0,28	0,95		„	95	„
M_5	0,30	0,97	1,50	„	95,5	„
M_5	0,35	1,00		„	96	„
M_6	0,30	1,07		„	95,5	„
M_6	0,35	1,11	1,65	„	96	„

De caracteristicile fizice ale materialelor active depind pierderile electrice, încălzirea și randamentul unei mașini electrice. Materialele active sînt supuse și la solicitări mecanice datorită forțelor mecanice care se produc în funcționarea mașinii; în consecință, acestea trebuie să aibă proprietăți mecanice corespunzătoare.

2.22.2. MATERIALE ELECTROIZOLANTE

Materialele electroizolante folosite în construcția mașinilor trebuie să aibă rigiditatea dielectrică mare, conductivitate termică ridicată, proprietăți mecanice și de prelucrare bune, să aibă stabilitate din punct de vedere chimic și să corespundă condițiilor de funcționare.

Înfășurările mașinilor electrice sînt realizate cu una sau mai multe spire, formate din conductoare și grupate în bobine. Conductoarele electrice sînt izolate între ele; bobinele și înfășurările sînt izolate față de miezul feromagnetic în vederea obținerii unei anumite dispuneri a solenațiilor în mașina electrică. Materialele electroizolante utilizate în construcția mașinilor electrice sînt solicitate electric, termic și mecanic. Astfel, izolația conductoarelor fiind situată în cîmpul electric al înfășurărilor este solicitată la străpungere. Totodată prin materialele electroizolante se transmite căldura de la părțile active ale mașinii la agentul de răcire; materialele electroizolante supuse la încălziri înalte își modifică în timp caracteristicile electrice și mecanice prin fenomenul de îmbătrînire termică. O caracteristică a materialului electroizolant o constituie temperatura admisibilă la care poate funcționa timp îndelungat fără a se produce o modificare a caracteristicilor electrice și mecanice, în funcție de această valoare a temperaturii admisibile s-au definit clasele de izolație, prezentate în tabelul 2.14.

Experiența arată că în cazul unei solicitări termice constante (la temperatura θ) se poate considera pentru durata de viață D_t a unui material expresia

$$D_t = a\, e^{-b\theta}$$

unde a și b sînt constante care depind de materialul izolant.

TABELUL 2.13. **Tole magnetice laminate la rece cu cristale neorientate pentru mașini electrice rotative** (după EURONORM *106-71*)

Sortiment (marcă)	Grosime [mm]	Pierderi specifice maxime [W/kg, 50 Hz]		Inducție magnetică minimă (c.a., valori maxime), [T]				Anizotropie la pierderi % max*	Factor de umplere min. [%]	Densitate de calcul [kg/dm³]
		$P_{10/50}$	$P_{15/50}$	B_{25}	B_{50}	B_{100}	B_{300}			
110-35	0,35	1,10	2,70	1,49	1,60	1,71	1,89	±14	95	7,60
130-35	„	1,30	3,30	1,49	1,60	1,71	1,89	„	„	7,65
125-50	0,50	1,25	3,10	1,49	1,60	1,71	1,89	+14	97	7,60
135-50	„	1,35	3,30	1,49	1,60	1,71	1,89	„	„	„
150-50	„	1,50	3,50	1,50	1,60	1,71	1,89	„	„	7,65
170-50	„	1,70	4,00	1,51	1,61	1,72	1,90	„	„	„
200-50	„	2,00	4,70	1,52	1,62	1,73	1,94	±12	„	7,70
230-50	„	2,30	5,30	1,54	1,64	1,75	1,97	„	„	„
260-50	„	2,60	6,00	1,55	1,65	1,76	1,98	„	„	7,75
300-50	„	3,00	6,80	1,56	1,66	1,77	2,00	„	„	7,80
360-50	„	3,60	8,10	1,58	1,68	1,78	2,01	„	„	„
200-65	0,65	2,00	4,70	1,51	1,61	1,72	1,90	±14	97	7,65
230-65	„	2,30	5,30	1,52	1,62	1,73	1,94	„	„	7,70
260-65	„	2,60	6,00	1,54	1,64	1,75	1,97	±12	„	8
300-65	„	3,00	6,80	1,55	1,65	1,76	1,98	„	„	7,75
360-65	„	3,60	8,10	1,56	1,66	1,77	2,000	„	„	7,80
420-65	„	4,20	9,40	1,58	1,68	1,78	2,01	„	„	„

* Anizotropia pierderilor se determină prin măsurători pe eșantioane decupate paralel (L), respectiv perpendicular (T) față de direcția de laminare. Este definită ca fiind raportul:

$$\frac{P_{10/50}(T) - P_{10/50}(L)}{P_{10/50}(T) + P_{10/50}(L)} \cdot 100\%$$

TABELUL 2.14. **Clasificarea materialelor electroizolante după stabilitatea termică (Conform STAS 6247-60 și Publicația CEI nr. 85)**

Denumirea clasei de izolație	Materiale electroizolante
Y (90°C)	Materiale textile pe bază de celuloză, fire poliamidice, hîrtii celulozice, cartoane — neimpregnate. Polietilenă, polistiren, PVC, cauciuc natural vulcanizat etc.
A (105°C)	Materiale textile pe bază de celuloză, fire poliamidice, hîrtii celulozice, cartoane — impregnate cu lacuri uleioase, oleorășinoase și oleobituminoase, precum și lichide electroizolante Folii poliamidice, de triacetat de celuloză, materiale combinate folie — preșpan. Cauciuc pe bază de butadienă cu acrilnitril și cauciuc pe bază de clorbutadienă etc.
E (120°C)	Pelicula izolantă a conductoarelor emailate cu lacuri polivinilacetalice, poliuretanice sau epoxidice. Mase plastice fenolice cu umplutură organică, stratificate pe bază de hîrtii și țesături. Rășini epoxidice, poliesterice, poliuretanice. Folii și fire de tereftalat de polietilenă etc.
B (130°C)	Materiale pe bază de mică sau hîrtie de mică fără suport sau cu suport din hîrtie sau țesătură organică, precum și pe bază de fire de sticlă și azbest — impregnate cu lacuri oleobituminoase și lacuri pe bază de rășini naturale, lacuri bachelitice, lacuri epoxidice, poliuretanice, gliptalice. Mase plastice cu umplutură anorganică. Stratificate pe bază de fire de sticlă și azbest. Pelicula izolantă a conductoarelor emailate cu lacuri tereftalice etc.
F (155°C)	Materiale pe bază de mică sau hîrtie de mică fără suport sau cu suport anorganic, precum și pe bază de fire de sticlă și azbest — impregnate cu rășini alchidice, epoxidice, poliesterice, cu stabilitatea termică necesară clasei de izolație, precum și cu rășini siliconice modificate etc.
H (180°C)	Materiale pe bază de mică fără suport sau cu suport anorganic, precum și pe bază de fire de sticlă și azbest — impregnate cu lacuri siliconice. Mase plastice cu umplutură anorganică. Cauciucuri siliconice etc.
C (>180°C)	Materiale anorganice (mică, sticlă, ceramice etc.) Materiale pe bază de mică, fără suport sau cu suport din fire de sticlă — impregnate cu compuși anorganici sau rășini siliconice cu stabilitate termică peste 220°C. Politetrafluoretilenă (PTFE).

O mărire a temperaturii de funcționare cu 8°C la clasa de izolație *A*, cu 8 ... 10°C la clasa *B* și cu 12°C la clasa *H* reduce, durata de viață la jumătate (fig. 2.73).

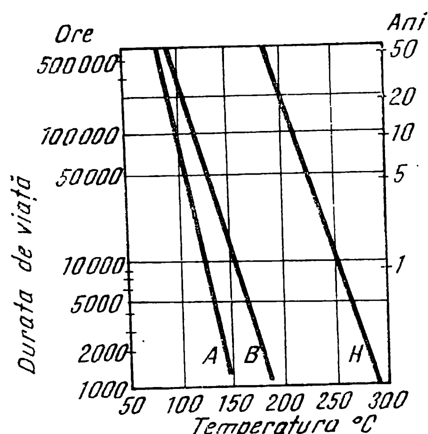


Fig. 2.73. Curbe ale duratei de viață pentru materiale din clasa de izolație *A*,*B* și *H*.

În prezent se admite pentru durata de viață a materialelor electroizolante valoarea de 7 ani sau aproximativ 61 000 ore. Pentru mediul ambiant în zona temperată, s-a admis ca temperatură standard +40°C.

În construcția mașinilor electrice și transformatoarelor se mai utilizează materiale izolante gazoase: aerul, hidrogenul, hexaflorura de sulf, avînd în special rolul de agenți termici de răcire. La transformatoare se utilizează izolanți în stare pulverulentă cum este nisipul de cuarț. Materialele electroizolante sînt utilizate sub cele mai diverse forme: fire, țesături, pelicule, folii, plăci etc.

Totalitatea materialelor izolante ce intră în componența unei mașini electrice constituie o schemă de izolație care cuprinde următoarele elemente principale: izolația conductorului înfășurării, izolația crestăturii (în care se include și izolația dintre straturile din crestătură la înfășurări în mai multe straturi, izolația de la baza crestăturii, pana de închidere dacă este din material izolant), izolația capetelor frontale de bobină, lacul de impregnare, izolația conductoarelor de ieșire la cutia de borne.

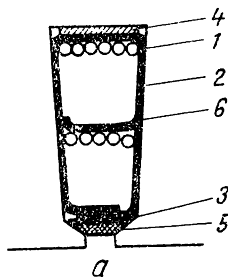
În figura 2.74 și în tabelele 2.15—2.19 se prezintă exemple de izolație a crestăturii pentru diferite tensiuni. Izolarea față de crestătură se face în strînsă dependență de tipul mașinii (de curent continuu sau alternativ), de forma crestăturii (deschisă, semideschisă, semiînchisă sau închisă), de modul de execuție a înfășurării și de tensiunea de lucru. Caracteristicile fizice ale materialelor electro-izolante determină fiabilitatea și durata de viață a mașinilor și transformatoarelor electrice.

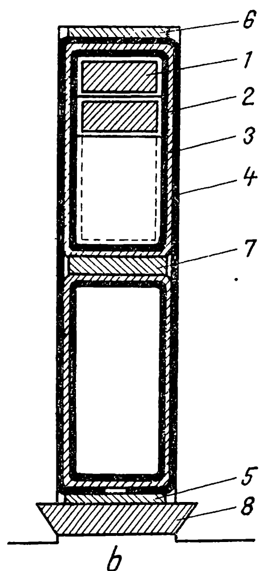
2.22.3. MATERIALE CONSTRUCTIVE

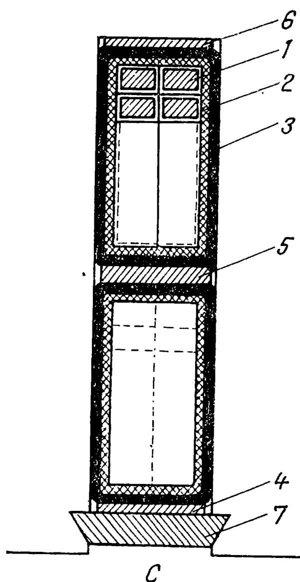
În construcția mașinilor și transformatoarelor electrice se utilizează diferite materiale ca: oțelul, oțelul nemagnetic, fonta, aliaje de aluminiu, materiale izolante sub formă de benzi, plăci. Acestea se folosesc pentru confecționarea părților inactive: carcasa, scuturile, lagărele, axul, ventilatorul, piesele de susținere și consolidare, butucul rotorului, plăcuța indicatoare, cutia de borne etc. Forma și dimensiunile geometrice ale acestor piese sînt determinate de solicitările mecanice la care sînt supuse incidental sau în cursul funcționării transformatoarelor și mașinilor electrice. În cazul inductorului excitat în curent continuu (carcasa la mașina de curent continuu, respectiv la mașina sincronă de construcție inversată și axul la mașina sincronă de construcție normală) îndeplinesc și rolul de jug al inductorului. În acest scop, materialele folosite trebuie să aibă proprietăți mecanice și magnetice ridicate.

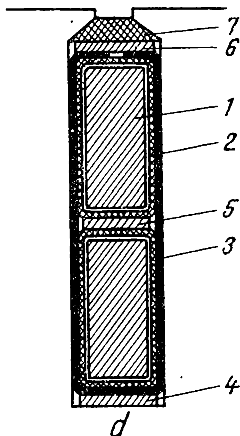
Fig. 2.74. Izolația crestăturii pentru:

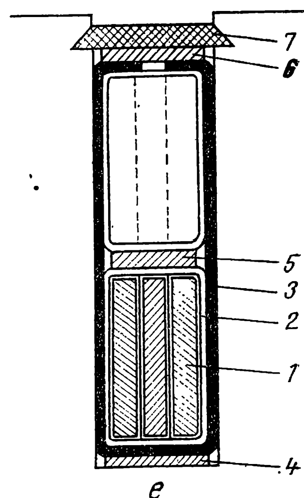
a — mașină cu tensiuni sub 500 V ; *b* — mașină cu înfășurare în două straturi cu tensiune sub 500 V ; *c* — înfășurare în două straturi pentru 3÷11 kV ; *d* — înfășurare în două straturi pentru rotoarele bobinate ale motoarelor asincrone ; *e* — pentru rotoarele mașinilor de c.c.











TABELUL 2.15. **Schemă de izolație pentru mașini asincrone și sincrone de joasă tensiune ($U \leqslant 500$ V). Crestărură trapezoidală, conductor rotund, bobine moi. Puteri sub 100 kW. Crestătura *a* din figura 2.74.**

Reper	Material utilizabil pentru clasele de izolație:		
	B	*F*	*H*
	Izolație în crestătură		
1. Conductor de bobinaj rotund	Emailat cu lacuri poliestereftalice ET, ETs	Emailat cu lacuri poliestereftalice ET,ETs	Emailat cu lacuri poliesterimidice sau siliconice ET-180 sau email + sticlă 2Ssi
2. Izolație de crestătură.	Micanite flexibile; Folie combinată tip stratifol	Folie combinată tip stratifol; Micanite flexibile	Sticlomicafoliu; Pînză cu sticlă lăcuită
3. Izolație sub pană	Stratifol; Micafoliu.	Stratifol; Micanită flexibilă	Sticlotextolit
4. Izolație între straturi	Preșpan; Stratifol	Stratifol; Micanită flexibilă	Sticlotextolit; Sticlomicafoliu; Micanite flexibile
5. Izolație la fundul crestăturii	Stratifol; Micafoliu; Carton preșpan	Stratifol; Micanită flexibilă	Sticlotextolit
6. Pana de închidere	Lemn de fag impregnat în ulei; Folie poliesterică	Sticlotextolit	Sticlotextolit
	Izolație la capetele de bobină		
7. Izolație între faze	Stratifol; Micafoliu	Sticlomicafoliu; Micanită flexibilă	Sticlomicafoliu
8. Consolidare capete de bobină	Bandă de bumbac impregnată; Șiret poliesteric	Bandă de sticlă impregnată	Bandă de sticlă impregnată.
	Lac de impregnare a bobinajului		
	Oleogliptalic	Poliestereftalic Poliuretanic	Poliesterimidic Siliconic

TABELUL 2.16. **Schemă de izolație pentru mașini asincrone și sincrone de joasă tensiune ($U \leq 500$ V). Crestătură dreaptă, deschisă sau semideschisă, conductor profilat (bobine tari). Puteri peste 100 kW. Crestătura *b* din figura 2.74.**

Reper	Materiale utilizabile pentru clasele de izolație		
	B	*F*	*H*
	Izolație în crestătură		
1. Conductor de bobinaj profilat	Emailat — PET; Email + sticlă P2S, PE2S, P2ST	Emailat — PET; Email + sticlă P2S, PE2S, P2ST	Emailat + sticlă P2Ssi
2. Izolația interioară a mănunchiului	Micabandă flexibilă (discontinuă TMG, T2MN etc.)	Micabandă cu sticlă (discontinuă) S1MG, S2MG	Micabandă cu țesătură de sticlă impregnată cu siliconi S1MSi, S2MSi
3. Izolația exterioară a mănunchiului	Bandă de țesătură de sticlă SLO	Bandă de țesătură de sticlă 463	Bandă de țesătură de sticlă SRSi, ScSi
4. Izolație de crestătură	Micafoliu; Foaie de sticlă lăcuită	Sticlomicafoliu; Micanite flexibile	Sticlomicafoliu; Micanite flexibile
5. Izolație sub pană 6. Izolație la fundul crestăturii; 7. Izolația între straturi	Foaie de țesătură de sticlă lăcuită; Micanite flexibile; Stratifol	Sticlomicanite; Sticlomicafoliu; Sticlotextolit	Sticlomicanite; Sticlomicafoliu; Sticlotextolit
8. Pană de închidere	Textolit Sticlotextolit	Sticlotextolit	Sticlotextolit
	Izolație la capetele de bobină		
9. Izolația mănunchiului de spire	Micabandă flexibilă	Micabandă pe bază de sticlă	Micabandă pe bază de sticlă
10. Bandaj	Bandă de țesătură de sticlă, clasa *B*	Bandă de țesătură de sticlă, clasa *F*	Bandă de țesătură de sticlă, clasa *H*
11. Lac de impregnare a bobinajului	Oleogliptalic clasă *B*	Poliestereftalic Poliuretanic, clasă *F*	Poliesteramidic Siliconic, clasa *H*

TABELUL 2.17. **Schema de izolație pentru mașini asincrone și sincrone de înaltă tensiune (U = 6000 V). Crestătură dreaptă deschisă sau semideschisă, conductor profilat. Puteri peste 300—400 kW. Crestătura *c* din figura 2.74.**

Reper	Materiale utilizabile pentru clasele de izolație		
	B	*F*	*H*
	Izolația în crestătură		
1. Conductor de bobinaj profilat	Email + sticlă PE2S, P2ST	Email + sticlă PE2s, P2ST.	Email + sticlă P2Ssi
2. Izolația interioară a mănunchiului	Micabandă (cl. *B*) grosime 0,18 mm 10 straturi suprapuse	Micabandă (cl. *F*) grosime 0,18 mm 10 straturi suprapuse	Micabandă (cl. *H*) grosime 0,18 mm 10 straturi suprapuse
3. Izolația exterioară a mănunchiului	Bandă de țesătură de de sticlă (de contracție) cl. *B* un strat	Bandă de țesătură de sticlă (de contracție) cl. *F* un strat	Bandă de țesătură de sticlă (de contracție) cl. *H* un strat
4. Izolația sub pană 5. Izolație între straturi 6. Izolația la fundul crestăturii	Sticlotextolit	Sticlotextolit	Sticlotextolit
7. Pana (h_p peste 3 mm)	Sticlotextolit	Sticlotextolit	Sticlotextolit
	Izolația la partea frontală		
8. Izolația mănunchiului	Micabandă grosime 0,15 mm 6 straturi suprapuse	Micabandă grosime 0,15 mm 6 straturi suprapuse	Micabandă (*cl. H*) grosime 0,15 mm 6 straturi suprapuse
9. Bandaj	Bandă de țesătură de sticlă un strat	Bandă de țesătură de sticlă un strat	Bandă de țesătură de sticlă un strat
10. Lac de impregnare	clasa *B*	clasa *F*	clasa *H*

TABELUL 2.18 **Schemă de izolație pentru rotoarele bobinate ale motoarelor asincrone. Crestătură dreaptă, semiînchisă, bobinaj cu bare în două straturi. Puteri peste 100 kW. Crestătura *d* din figura *2.74***

Reper	Materiale utilizabile pentru clasele de izolație		
	B	*F*	*H*
	Izolația în crestătură		
1. Conductor de bobinaj profilat	Email poliesterereftalic ET, ETs	Email poliesterereftalic ET, ETs	Email poliesterimidic sau siliconic ET 180, 2Ssi
2. Izolația unei bare	Sticlomicafoliu	Țesătură de sticlă	Țesătură de sticlă impregnată cu siliconi
3. Izolația pentru ambele bare	Bandă de țesătură de sticlă	Bandă de țesătură de sticlă	Bandă de țesătură de sticlă
4. Izolația de crestătură	Pînză de sticlă	Pînză de sticlă	Pînză de sticlă impregnată cu siliconi
5. Izolație între bare *6.* Izolație sub pană *7.* Izolație la fundul crestăturii *8.* Pană	Sticlotextolit	Sticlotextolit	Sticlotextolit
	La părțile frontale		
8. Izolația unei bare	Bandă de mică	Bandă de sticlă	Bandă de sticlă impregnată
9. Bandaj	Bandă de contracție	Bandă de contracție	Bandă de contracție
10. Lac de impregnare	clasa *B*	clasa *F*	clasa *H*

TABELUL 2.19. **Schemă de izolație pentru rotoarele motoarelor de curent continuu de tensiuni pînă la 500 V. Crestătură dreaptă, conductor profilat. Puteri peste 10 kW. Crestătura *e* din figura 2.74.**

Reper	Materiale utilizabile pentru clasele de izolație	
	B	*F*
	Izolația în crestătură	
1. Conductor de bobinaj profilat	Emailat P2S, PE2S, P2ST	Emailat P2S, PE2S, P2ST
2. Izolație mănunchiuri	Micanită flexibilă grosime 0,2 mm 5 straturi	Micanită flexibilă grosime 0,2 mm 5 straturi

Tabelul 2.19 (continuare)

Reper	Materiale utilizabile pentru clasele de izolație	
	B	*F*
	Izolație în crestătură	
3. Izolație de crestătură	Micafoliu; Foaie de țesătură de sticlă lăcuită	Sticlomicafoliu; Micanită flexibilă
4. Izolație la fundul crestăturii 5. Izolație între straturi 6. Izolație sub pană	Stratifol; Micafoliu; Sticlotextolit	Sticlomicanită; Sticlomicafoliu; Sticlotextolit
7. Pană	Lemn de fag impregnat Sticlotextolit	Sticlotextolit
	La partea frontală	
8. Izolație mănunchi	Bandă de țesătură de sticlă	Bandă de țesătură de sticlă
9. Bandaj	Bandă de contracție	Bandă de contracție
10. Lac de impregnare	Clasa *B*	Clasa *F*

3.

MAŞINA ASINCRONĂ

3.1. GENERALITĂŢI ELEMENTE CONSTRUCTIVE DE BAZĂ

Maşina asincronă este o maşină de c.a. care la o frecvenţă a tensiunii de alimentare dată, are viteza variabilă funcţie de sarcina şi de regimul de funcţionare. Maşinile asincrone se folosesc mai ales ca motoare şi reprezintă unul din cei mai importanţi consumatori de energie electrică. În tabelele 3.1 şi 3.2 se dau caracteristici funcţionale ale unor motoare asincrone. Înfăşurarea statorică primeşte, de regulă, energia electrică de la reţea, iar înfăşurarea rotorică joacă rol de înfăşurare secundară care poate fi înfăşurare în scurtcircuit (colivie), sau înfăşurare trifazată cu capetele conectate la trei inele de contact (celelalte capete fiind legate în stea).

Motoarele asincrone pot fi trifazate sau monofazate; cel mai mult s-au răspîndit motoarele trifazate.

Statorul, parte imobilă, cuprinde carcasa, pachetul de tole (miezul) cu înfăşurări şi scuturi. Rotorul, parte mobilă, cuprinde pachetul de tole (miezul) cu înfăşurări, arborele, inelele de contact şi ventilatorul (fig. 3.1). Axul se roteşte în lagăre de rulare sau de alunecare (fig. 3.1. A) fixate pe scuturi portlagăre sau pe picioare separate (la puteri mari). În figurile 3.2, *A* şi 3.2, *B* se prezintă secţiuni longitudinale şi transversale prin maşini asincrone. Datele nominale sînt: puterea nominală la ax, tensiunea de alimentare, curentul absorbit, turaţia nominală, randamentul, factorul de putere (minim garantat), curentul rotoric, tensiunea între inele la rotor imobil (rotor bobinat).

3.2. REGIMURILE DE FUNCŢIONARE ALE MAŞINII ASINCRONE

Maşina asincronă trifazată funcţionează stabil în trei regimuri: motor, generator, frînă.

a) *Regimul de motor*. Maşina transformă puterea electrică, primită de la reţea în putere mecanică cedată pe la arbore unui mecanism. Înfăşurarea trifazată conectată la reţea (fig. 3.3.) fiind parcursă de un sistem simetric de curenţi de pulsaţie ω_1, produce un cîmp magnetic învîrtitor, care are viteza unghiulară $\Omega_1 = \omega_1/p$ în sensul succesiunii fazelor. Cîmpul magnetic învîrtitor induce în înfăşurarea trifazată a rotorului un sistem simetric de

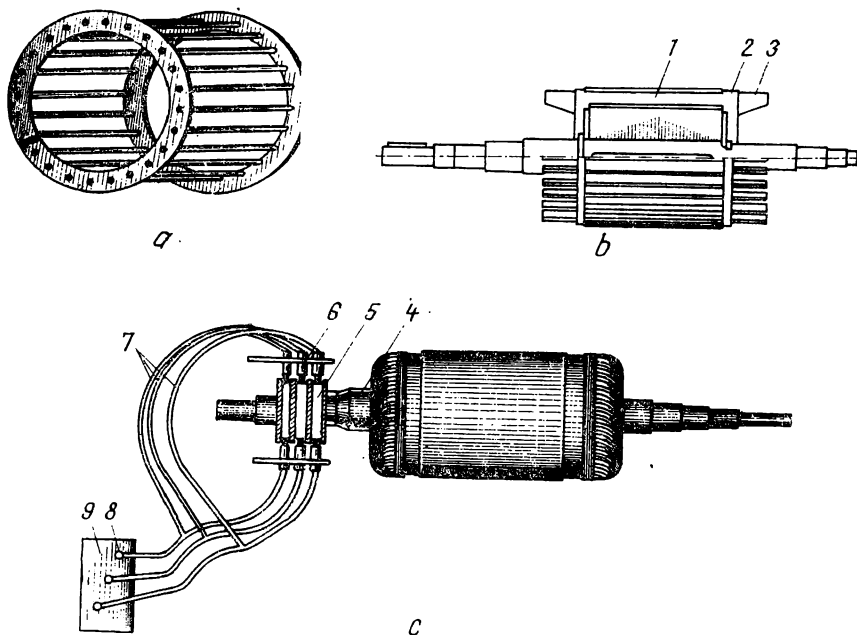


Fig. 3.1. Rotoare ale motoarelor asincrone:

a — colivie simplă separată de miez; *b* — rotor cu înfășurare în colivie; *c* — rotor bobinat; *1* — bara coliviei; *2* — inelul de scurtcircuitare; *3* — palete care servesc la răcirea motorului; *4* — axul rotorului; *5* — inelele colectoare; *6* — port-perii; *7* — conductoarele de legătură între inele și placa de borne; *8* — borne; *9* — placa de borne.

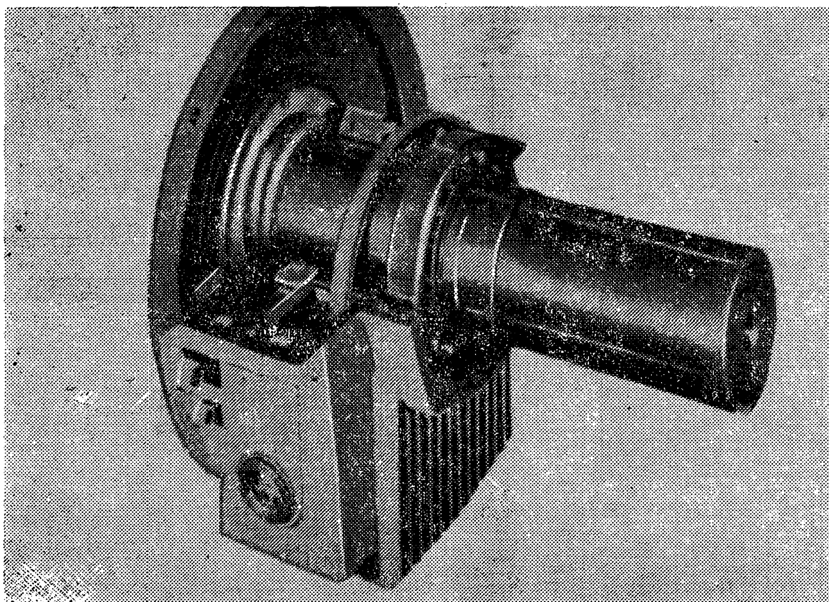


Fig. 3.1,A. Lagăr de motor asincron (partea de acționare) cu capacul demontat (BBC).

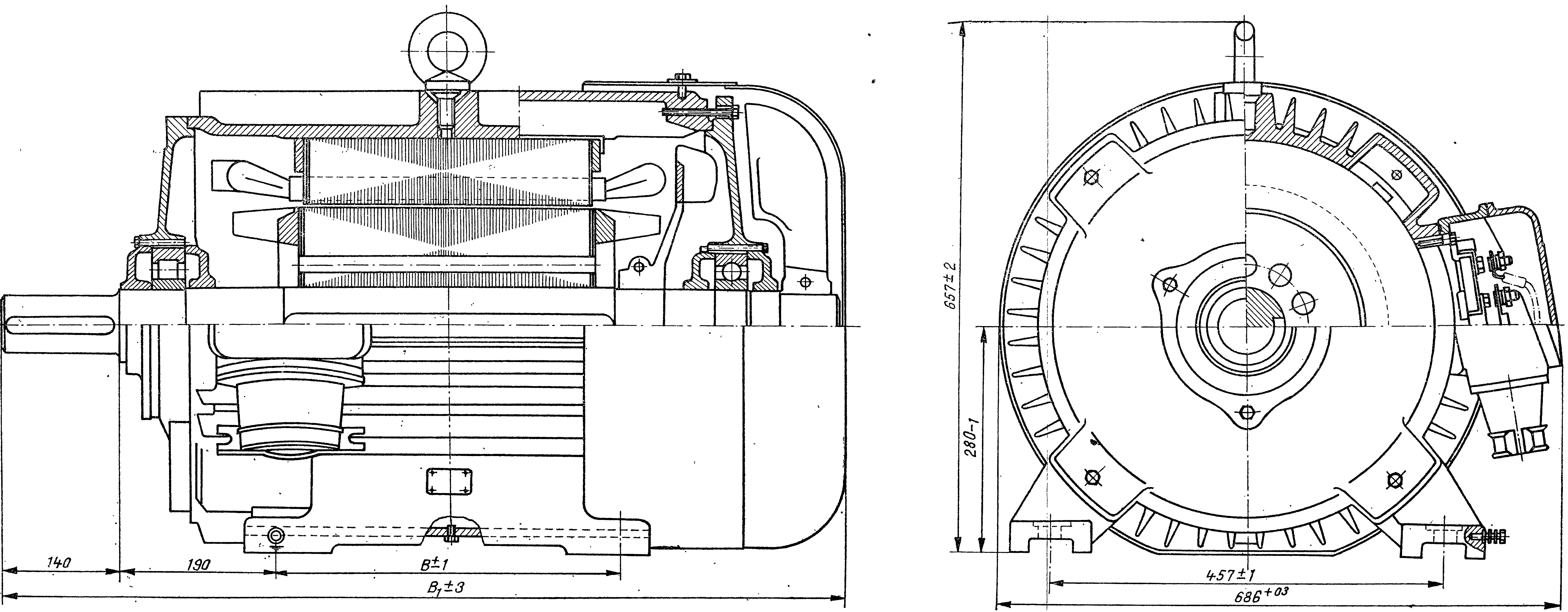


Fig. 3.2,A. Secţiune longitudinală şi transversală prin maşina asincronă cu rotor în scurtcircuit:

dimensiunile B şi B_1 sînt în funcţie de putere şi turaţie, de exemplu: pentru $P_n = 75$ kW şi $n_1 = 3000$ rot/min $B = 368$ mm şi $B_1 = 964$ mm şi pentru $P_n = 100$ kW; $n_1 = 1500$ rot/min, $B = 419$ mm şi $B_1 = 1014$ mm

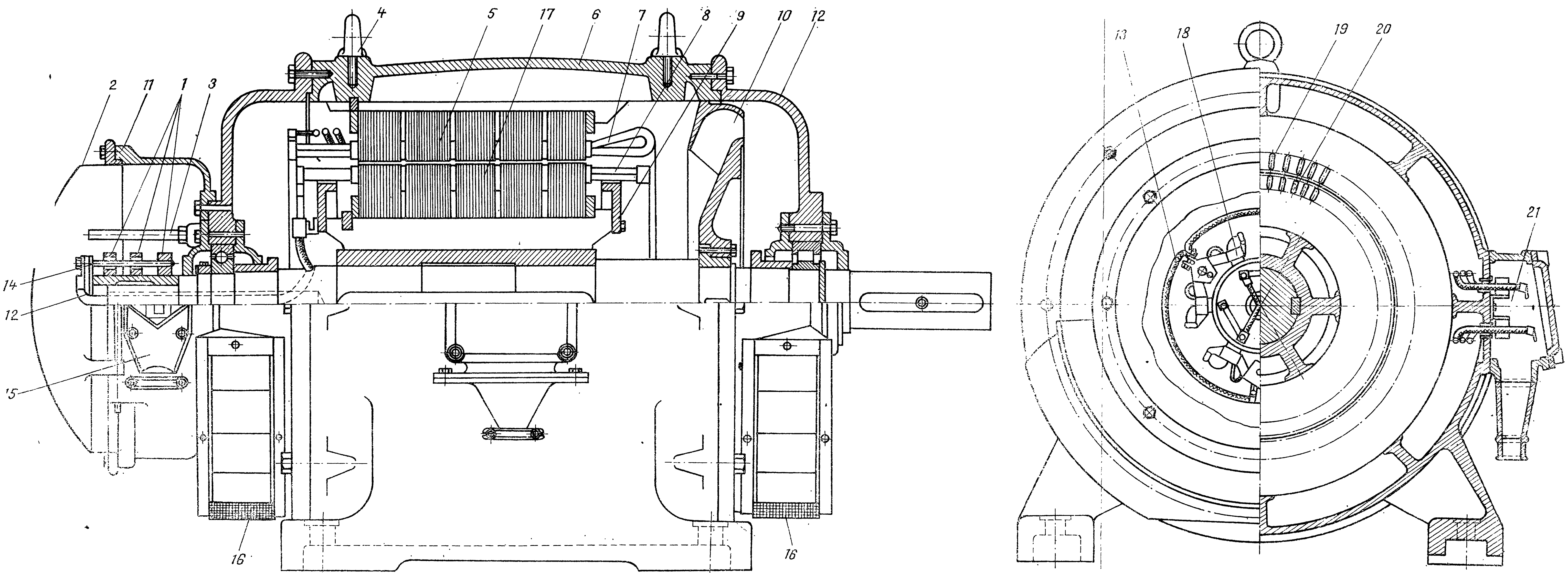


Fig. 3.2,B. Secţiune longitudinală şi transversală printr-o maşină asincronă cu rotor bobinat:

1 — inele colectoare; *2* — capac inele colectoare; *3* — bară suport port-perii; *4* — ureche de ridicare; *5* — pachet de tole statoric; *6* — carcasă; *7* — înfăşurare statorică *8* — înfăşurare rotorică; *9* — suport cap de bobină rotoric; 10 — ventilator; 11 — cutie inele colectoare; *12* — scut-tracţiune; *13* — cablu de legătură a înfăşurării rotorice la inelele colectoare; *14* — bulon de legătură între un inel colector şi cablul de legătură rotorică; *15* — cutie de borne rotorică; *16* — sită de protecţie; *17* — pachet de tole rotoric; *18* — portperie; *19* — crestătură stator; *20* — crestătură rotor; *21* — cutie de borne statorică.

TABELUL 3.1. **Mașini asincrone trifazate la $U_{bn} = 380$ V; f = 50 Hz. Caracteristici constructive și funcționale**

TIP	P (kW)	cos φ	p	D (mm)	l (mm)	q_1	q_2	δ (mm)	A (A/cm)	B (T)	G (kg)	GD^2 (kgfm²)	Z_2	s	η (%)	$\frac{M_{max}}{M_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	$\frac{I_p}{I_n}$
MIB3 280M 65-2	90	0,94	1	250	235	8	—	1,2	378	0,625	490	3,5	40	1,62	90	3,45	1,59	6,7
MIB3 280S 65-2	75	0,94	1	250	205	8	—	1,2	369	0,62	445	2,8	40	1,64	89	3,15	1,51	6,15
MIB3 280M 75-4	90	0,88	2	290	275	4	—	0,8	330	0,784	565	6,4	38	1,72	93	2,5	1,75	5,4
MIB3 280S 75-4	75	0,88	2	290	235	4	—	0,8	314	0,785	500	5,3	38	1,76	92	2,56	1,78	5,5
MIB2 315S 80-4	110	0,88	2	371	280	4	—	1	271	0,695	970	16,1	42	0,8	92,5	2,5	2,3	7,5
MIB2 315M 80-4	132	0,88	2	371	315	4	—	1	292	0,68	1 020	18,1	42	1	92,5	2,5	1,8	7,5
MIB2 315M 90-6	160	0,86	3	410	465	4	—	0,8	317	0,64	1 300	36,4	58	1,2	94	2,7	2,5	6,5
MIB2 355L 100-6	200	0,85	3	440	475	4	—	1	342	0,65	1 650	55	58	1,1	94	2,5	1,9	6,5
MIB2 355L 100-6	250	0,85	3	440	550	4	—	1	357	0,66	1 750	63	58	1,1	94,5	2,5	1,9	6,5
MIB2 355L 100-4	315	0,86	2	400	550	4	—	1,25	325	0,73	1 750	42	30	1	94,5	2,7	2,3	6,5
MIP2 315S 80-8	75	0,81	4	410	280	3	2	0,8	335	0,7	1 190	27,8	48	2	91,5	2,6	—	—
MIP2 315S 80-6	90	0,86	3	410	280	4	3	0,8	295	0,66	1 190	23	54	1,6	92	3,2	—	—
MIP2 315S 80-6	110	0,87	3	410	315	4	3	0,8	321	0,65	1 250	25,7	54	1,6	92,5	3,2	—	—
MIP2 315M 90-6	132	0,87	3	410	380	4	3	0,9	319	0,64	1 400	30,7	54	1,4	93,5	3,2	—	—
MIP2 315M 90-6	160	0,87	3	410	465	4	3	1	314	0,643	1 520	37	54	1,4	94	3	—	—
MIP2 355L 100-6	200	0,87	3	440	475	4	3	1,25	334	0,64	1 800	55	54	1,2	94,5	2,8	—	—
MIP2 355L 100-6	250	0,88	3	440	550	4	3	1,25	345	0,662	1 900	63	54	1,1	94	2,8	—	—
MIP2 355L 100-4	315	0,9	2	400	550	4	3	1,25	310	0,732	1 900	42	36	1	94,5	3	—	2

TABELUL 3. 1 (*continuare*)

TIP	P (kW)	$\cos\varphi$	p	D (mm)	l (mm)	q_1	q_2	δ (mm)	A (A/cm)	B (T)	G (kg)	GD^2 (kgfm²)	Z_2	s	η (%)	$\frac{M_{max}}{M_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	$\frac{J_p}{I_n}$
MIP2 405L 110-8	200	0,77			370				352	0,825		2 950	93	1,73	91,5	3,2	—	—
V	250	0,78	4	520	430	3	4	1,25	369	0,821	96	3 250	110	1,7	92	3,3	—	—
Y	315	0,79			510				415	0,821		3 550	131	1,6	92,7	3,4	—	—
MIP2 450V 110-10	160	0,73	5	540	460	3	$3^1/_2$	1	316	0,695	105	3 400	170	1,47	92,4	2,9	—	—
Y 110-10	200	0,75			540				329	0,69		3 800	210	1,5	92,7	3,1	—	—
MIP2 450V 110-12	132	0,7	6	540	460	$2^1/_2$	3	1	349	0,7	108	3 350	160	1,6	91,8	2,5	—	—
Y	160	0,7			540				391	0,7		3 900	195	1,65	92	2,7	—	—
MAB2 500V 120-4	800	0,91	2	540	380	5	—	1,75	272	0,785	74	3 050	93	1,07	91,3	2,5	0,9	5,5
Y	1 000	0,925			480				385	0,788		3 500	114	0,92	94,8	2,6	1,1	6,3
MAB2 500V 120-6	630	0,89	3	600	380	4	—	1,5	489	0,712	86	3 100	136	1,3	94,8	2,6	1,1	6,3
MAB2 500V 120-8	500	0,82	4	600	430	3	—	1,5	422	0,717	86	3 200	152	1,6	94	1,9	1	4,6
MAP2 500Y 502-4	1 000	0,93	2	540	480	5	6	1,75	374	0,773	72	3 650	130	1	94,5	2,8	—	—
MAP2 500Y 120-6	800	0,9	3	600	480	4	5	1,5	394	0,756	90	3 650	190	1,5	94,5	2,6	—	—
MAP2 500Y 120-8	630	0,84	4	600	530	3	4	1,5	489	0,708	96	3 750	210	1,47	94,1	2,3	—	—
MAP2 500V 120-8	500	0,83	4	600	430	3	4	1,5	417	0,721	96	3 350	195	1,6	93,5	2,2	—	—
MAP2 500Y 120-8	630	0,835	4	610	530	3	—	1,5	526	0,717	86	3 600	184	1,47	94,5	2	1,1	4,6
MAP2 500Y 120-10	1 500	0,81	5	650	560	3	—	1,25	375	0,755	72	3 900	340	1,8	94	1,9	1,2	4,3

TABELUL 3.2. **Maşini asincrone trifazate la $U_n = 6$ kV; $f_n = 50$ Hz**
(Caracteristici constructive şi funcţionale)

TIP	P (kW)	cos φ	p	D (mm)	l_{Fe} (mm)	q_1	q_2	δ (mm)	A (A/cm)	B (T)	Z_2	G (kg)	GD^2 (kgfm²)	s	η	$\frac{M_{max}}{M_n}$	$\frac{M_p}{M_n}$	$\frac{I_p}{I_n}$
MIB 450L 110-4	315	0,86	2	460	280	5	—	1,5	414	0,87	52	2 650	38	0,9	91,5	2,9	1,2	6,2
MIB2 450L 110-4	400	0,87	2	460	350	5	—	1,5	433	0,86	52	2 950	46	0,82	92	3,1	1,4	6,5
MIB2 450Y 110-4	500	0,88	2	460	410	5	—	1,5	433	0,88	52	3 100	53	1	92,6	3,3	1,4	7
MIB2 450L 110-6	250	0,8	3	520	280	4	—	1,25	415	0,864	86	2 650	59	1,43	91,6	3	1,3	5,7
MIB2 450L 110-6	315	0,81	3	520	350	4	—	1,25	412	0,864	86	2 950	72	1,33	92,3	3,2	1,3	6,3
	200	0,73			370				344	0,847		2 850	76	1,3	91,5	2,7	1,4	6
MIB2 450L 110-8	250	0,74		520	430	3	—	1,25	370	0,84	86	3 150	87	1,47	92,1	2,8	1,5	5,8
	315	0,75			510				450	0,842		3 500	102	1,33	92,5	2,9	1,5	6
MIB2 450V 110-10	160	0,74	5	540	460	3	—	1	309	0,714	110	3 300	144	1,97	90,2	3,3	1,3	5,6
	200	0,76			540				324	0,71		3 600	172	2	90,3	3,4	1,4	5,8
MIB2 450V 110-12	132	0,7	6		460	2¹/₂	—	1	329	0,732	110	3 250	160	2,3	90,2	3	1,2	4,8
MIB2 450Y 110-12	160	0,72	6	540	540	2¹/₂	—	1	336	0,716		3 350	190	2,2	90,4	3,1	1,3	4,9
MIP2 450L 110-4	315	0,88			280				414	0,87		2 800	45	1,4	90,3	3,5	—	—
V	400	0,89	2	460	350	5	6	1,5	421	0,84	72	3 050	52	1,25	91	3,6	—	—
Y	500	0,9			410				433	0,86		3 250	60	1,4	91,6	3,9	—	—
MIP2 450L 110-6	250	0,82			280				417	0,827		2 800	64	1,67	90,8	3	—	—
V	315	0,83	3	520	350	4	5	1,25	413	0,827	90	3 100	81	1,62	91,3	3,3	—	—
Y	400	0,84			410				439	0,83		3 300	96	1,5	91,7	3,4	—	—

t.e.m. cu pulsația $\omega_2 = p\Omega_1 = \omega_1$, se consideră rotorul în repaus ($n_2 = 0$), deoarece înfășurările de fază ale rotorului au același număr de poli. Înfășurările rotorului fiind scurtcircuitate (dublă stea), vor fi parcurse de un sistem simetric de curenți. Înfășurările rotorice parcurse de curenți se află în cîmpul magnetic învîrtitor statoric și asupra rotorului se va exercita un cuplu electromagnetic M în sensul cîmpului învîrtitor statoric care pune în mișcare rotorul. Accelerarea durează pînă cînd cuplul electromagnetic este egal cu cuplul rezistent. Dacă alunecarea este s, atunci $\omega_2 = s\omega_1$. Curenții rotorici de pulsație $\omega_2 = s\omega_1$ produc un cîmp magnetic învîrtitor numit cîmp învîrtitor de reacție care față de rotor are viteza $\Omega_R = \omega_2/p = \Omega_1 s$, iar față de stator are viteza $\Omega_s = \Omega_R + \Omega_2 = \Omega_1$. Deci cîmpul învîrtitor statoric (inductor) și cîmpul învîrtitor de reacție au aceeași viteză unghiulară față de stator. Cele două cîmpuri se compun și dau un cîmp magnetic învîrtitor rezultant care induce t.e.m. de valoare eficace E_{2s}, iar înfășurarea rotorică este parcursă de curentul I_{2s}. Conform relației (2.122) se obține:

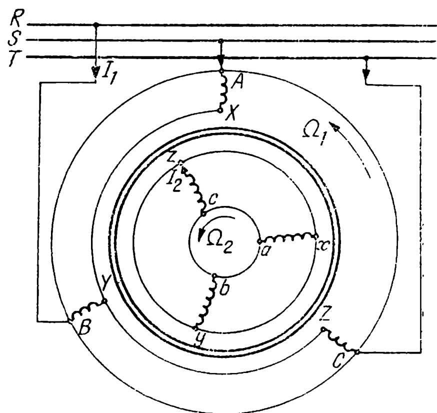


Fig. 3.3. Schemă pentru explicarea principiului de funcționare al motorului asincron.

$$M = 3\, E_{2s}\, I_{2s} \cos\, (\underline{E}_{2s}, \underline{I}_{2s})/(\Omega_1 - \Omega_2) \tag{3.1}$$

Expresia de la numărător reprezintă pierderile Joule P_{J2}:

$$M = P_{J2}/(\Omega_1 - \Omega_2) = P_{J2}/s\,\Omega_1 \tag{3.2}$$

Puterea mecanică dezvoltată de motor $P_M = M\Omega_2$, acoperă puterea P_2 necesară instalației antrenată de motor, pierderile mecanice P_m datorită frecărilor în palierele mașinii, ale rotorului și ventilatorului cu aerul și puterea P_{Fe2} pierdută prin curenții turbionari și histerezis în miezul rotoric:

$$P_M = P_2 + P_m + P_{Fe2} \tag{3.3}$$

Rotorul în ansamblu necesită puterea

$$P = P_M + P_{J2} = P_2 + P_m + P_{Fe2} + P_{J2} \tag{3.4}$$

care este puterea transmisă rotorului prin intermediul cîmpului electromagnetic prin întrefier, P se numește puterea electromagnetică. Rezultă:

$$P = P_M + P_{J2} = M\,\Omega_1 \tag{3.5}$$

Dacă P_1 este puterea absorbită de la rețea, P_{J1} puterea pierdută în rezistențele înfășurărilor de fază statorice și P_{Fe1} puterea pierdută în miezul statoric, rezultă:

$$P = P_1 - P_{J1} - P_{Fe1} \tag{3.6}$$

TABELUL 3.3. Alunecările nominale ale motoarelor asincrone

p	1	2	3	4	5	6	12	24
P_n [kW] =	0,37...15	0,37 ... 11	0,37 ... 7	0,37 ... 4	100 ... 10^4	100... 8.10^3	400 ... 15.10^3	200 ... 3 000
s_n [%] =	6,7 ... 3,3	7,5 ... 3,3	10 ... 3,5	11 ... 4	2,5 ... 0,8	2,5 ... 0,9	2,5 ... 1,0	3,2 ... 1,6
P_n [kW] =	100 ... 3000	100 ... 7000	100 ... 11000	100 ... 10^4				
s_n [%] =	1,7 ... 0,3	2,5 ... 0,9	2,2 ... 0,5	2,5 ... 0,6				

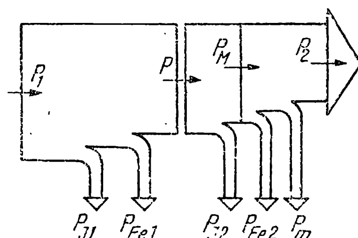


Fig. 3.4. Bilanțul puterilor active în motorul asincron.

Bilanțul puterilor este prezentat în figura 3.4. Viteza unghiulară Ω_2 nu depășește viteza Ω_1, deoarece dacă $\Omega_2 = \Omega_1$ rezultă $E_{2s} = 0$ și deci $M = 0$. Din relațiile $P_{J2} = sP$ și $P_M = (1 - s)P$ rezultă că este rațional ca motorul asincron să funcționeze la alunecări mici (tabelul 3.3), de obicei $s = 0{,}01 \ldots 0{,}10$.

b) *Regimul de generator*. Se consideră că mașina funcționează în regim motor cu viteza Ω_2. Dacă cu un motor exterior antrenăm mașina la viteza Ω_1 atunci $M = 0$ și cuplul motorului exterior acoperă pierderile mecanice. Mașina absoarbe de la rețea curentul necesar producerii fluxului magnetic și puterea pentru acoperirea pierderilor P_{Fe1} și P_{J1}. Dacă motorul exterior antrenează mașina asincronă la viteza $\Omega_2 > \Omega_1$ atunci $s < 0$ și se induc t.e.m. în înfășurările rotorice care deci vor fi parcurse de curenți, rezultă $M < 0$ deoarece $\Omega_1 - \Omega_2 < 0$, iar unghiul dintre E_{2s} și I_{2s} este mai mic decît $\frac{\pi}{2}$, dar cu semn schimbat. Cuplul M se opune rotației și este de sens contrar cuplului exterior, deci devine un cuplu rezistent, iar $P_2 = U_1 I_1 \sqrt{3} \cos \varphi_1 < 0$, adică puterea P_2 este transmisă rețelei și mașina funcționează în regim de generator (fig. 3.5,*a*) absorbind curentul de magnetizare de la rețeaua trifazată.

c) *Regimul de frînă*. Se consideră că mașina asincronă funcționează în regim de motor și în această situație se schimbă succesiunea fazelor stato-

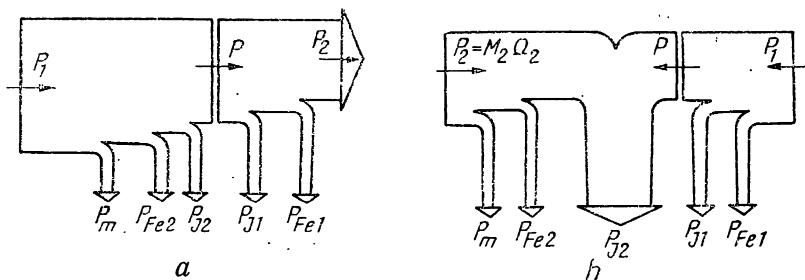


Fig. 3.5. Bilanţul puterilor active ale generatorului asincron (*a*) şi ale maşinii asincrone funcţionînd în regim de frînă (*b*).

rului prin schimbarea legăturilor a două dintre fazele statorului; se schimbă şi sensul de rotaţie al cîmpului magnetic învîrtitor. Viteza unghiulară $\Omega_2 < 0$ şi $s = (\Omega_1 - \Omega_2)/\Omega_1 > 1$. Cuplul $M > 0$, adică funcţionează în sensul cîmpului magnetic învîrtitor statoric şi este un cuplu rezistent. Puterea mecanică $P_M = M\Omega_2$ este negativă. Prin urmare rotorul primeşte putere mecanică pe la arbore. Puterea $P = M\Omega_1$ este pozitivă, adică se transmite de la stator la rotor. Puterile P_M şi P sînt transformate în căldură prin efect Joule în înfăşurarea rotorului, iar parte acoperă pierderile P_m şi P_{Fe2} (fig. 3.5, *b*), $f_2 = sf_1 > f_1$.

3.3. INDUCTIVITĂŢI PROPRII ŞI MUTUALE LA MAŞINA ASINCRONĂ

Se vor considera numai inductivităţile corespunzătoare fundamentalei cîmpului magnetic. În figura 3.6 sînt reprezentate două înfăşurări statorice AX, BY şi o înfăşurare rotorică AM, precum şi axele magnetice corespunzătoare acestor înfăşurări monofazate. Înfăşurările de pe stator sînt identice (acelaşi w_1 şi k_{w1}), axele magnetice sînt decalate cu $\frac{2\pi}{3}$ pentru oricare două înfăşurări consecutive. În acelaşi mod sînt dispuse şi înfăşurările rotorice (acelaşi w_2 şi k_{w2}). Inductivitatea mutuală între două înfăşurări dispuse pe stator L_{AB} are două componente: una corespunzătoare cîmpului magnetic de scăpări $L_{AB\sigma}$ şi alta corespunzătoare cîmpului magnetic util, L_{ABu}.

Prin urmare $L_{AB} = L_{AB\sigma} + L_{ABu}$; cele două componente au acelaşi semn. În continuare să calculăm L_{ABu}.

Se presupune că înfăşurarea AX este parcursă de curentul i_A, în acest caz t.m. armonică fundamentală va fi:

$$v_A = V_1 \cdot i_A \cos p\,\alpha_s. \quad (3.7)$$

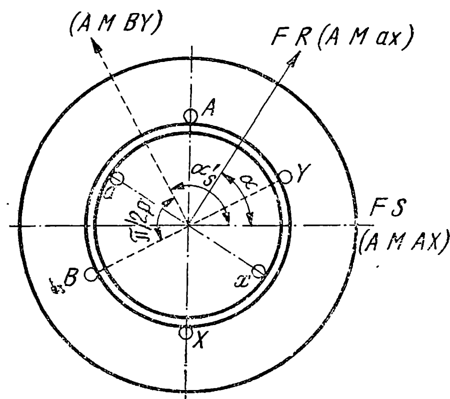


Fig. 3.6. Schiţă pentru calculul inductivităţilor maşinii asincrone.

Întrefierul fiind uniform de lărgime δ rezultă că inducţia magnetică corespunzătoare va fi:

$$b_A(\alpha_s, t) = \frac{\mu_0}{\delta} V_1 \cdot i_A \cos p \alpha_s. \tag{3.8}$$

În această situaţie inductivitatea L_{ACu} va fi:

$$L_{ABu} = \frac{\varphi_{ABu}}{i_A} = \frac{1}{i_A} w_1 k_{w1} \int_{\alpha_s' - \frac{\pi}{2p}}^{\alpha_s' + \frac{\pi}{2p}} b_A(\alpha_s, t) L R \, d\alpha_s = M_m' \cos p\alpha_s', \tag{3.9}$$

unde

$$M_m' = 2 L R \frac{\mu_0}{\delta} V_1 w_1 k_{w1} = \frac{4 \mu_0}{\pi p \delta} (w_1 k_{w1})^2 LR.$$

Relaţia (3.9) arată că inductivitatea L_{ABu} depinde de unghiul dintre axele magnetice ale celor două înfăşurări.

Dacă $\alpha_s' = 0$ se obţine inductivitatea proprie corespunzătoare cîmpului magnetic util, această inductivitate proprie se referă la înfăşurarea monofazată AX, $L_{AAu} = M_m'$, adică $L_{AA} = L_{AA\sigma} + M_m'$.

Dacă $\alpha_s' = \frac{2\pi}{3p}$ atunci se obţine $L_{AB} = -L_{AB\sigma} - \frac{1}{2} M_m'$ pentru $\alpha_s' = \frac{4\pi}{3p}$ se obţine $L_{AC} = -L_{AC\sigma} - \frac{1}{2} M_m'$.

Relaţiile de mai sus arată că inductivităţile mutuale dintre înfăşurările aceleiaşi armături sînt constante şi nu depind de poziţia relativă a celor două armături.

În mod cu totul analog se calculează inductivităţile proprii şi mutuale dintre înfăşurările dispuse pe rotor, doar că valoarea acestor inductivităţi va fi alta pentru că înfăşurările rotorice au alt număr de spire şi alt factor de înfăşurare k_{w2}.

Inductivitatea mutuală L_{Aa} dintre înfăşurarea statorică AX şi înfăşurarea rotorică ax evident corespunde numai fluxului magnetic util. Pentru calculul acestei inductivităţi, t.m. dată de relaţia (3.7) trebuie transcrisă în sistemul de referinţă fix faţă de rotor, adică

$$v_A = V_1 \cdot i_A \cos p(\alpha + \alpha_r) \tag{3.10}$$

iar inducţia magnetică în acest sistem va fi:

$$b_A(\alpha_r, t) = \frac{\mu_0}{\delta} V_1 \cdot i_A \cos p(\alpha + \alpha_r) \tag{3.11}$$

$$L_{Aa} = \frac{\varphi_{Aa}}{i_A} = w_2 k_{w2} \int_{-\frac{\pi}{2p}}^{+\frac{\pi}{2p}} b_A(\alpha_r, t) L R \, d\alpha_r = M_m \cos p\alpha \tag{3.12}$$

unde

$$M_m = \frac{4 \mu_0}{\pi p \delta} w_1 w_2 k_{w1} k_{w2} LR; \quad p\alpha = \theta.$$

De data aceasta unghiul α dintre axele magnetice ale înfășurărilor AX și ax este variabil în timp dacă rotorul este în mișcare. Trebuie remarcat faptul că această inductivitate depinde de unghiul dintre axele magnetice ale celor două înfășurări.

Pe baza acestor rezultate se pot stabili și expresiile celorlalte inductivități: L_{Ab}, L_{Ac}, L_{AB}, L_{AC}, L_{BB}, L_{BC}, L_{CC}, L_{aa}, L_{ab}, L_{ac}, L_{bb}, L_{bc}, L_{cc}.

3.4. FLUXURILE MAGNETICE REPREZENTATIVE ALE MAȘINII ASINCRONE TRIFAZATE

Întocmai ca și la curentul reprezentativ (v. par. 2.11) se pot determina fluxurile reprezentative pentru înfășurarea trifazată statorică, respectiv înfășurarea trifazată rotorică. Se consideră că la un moment dat axele magnetice ale înfășurărilor monofazate statorice și axele magnetice ale înfășurărilor monofazate rotorice sînt orientate ca în figura 3.6. În aceste condiții inductivitățile proprii ale înfășurărilor și inductivitățile mutuale dintre înfășurări pot fi determinate ușor pe baza celor arătate în paragraful precedent, considerînd mașina lineară și neglijînd pierderile în fier.

Fluxul magnetic total prin înfășurarea AX va fi:

$$\varphi_A = L_{AA}\, i_A + L_{AB}\, i_B + L_{AC}\, i_C + L_{Aa}\, i_a + L_{Ab}\, i_b + L_{Ac}\, i_c = \varphi_{As} + \varphi_{Ar}$$

unde

$$\varphi_{As} = (L_{AA\sigma} + M'_m)\, i_A + \left(-L_{AB\sigma} - \frac{1}{2} M'_m\right) i_B + \left(-L_{AC\sigma} - \frac{1}{2} M'_m\right) i_C =$$

$$= (L_{AA\sigma} + L_{AB\sigma})\, i_A + \frac{3}{2} M'_m\, i_A = (L_\sigma + M_{m1})\, i_A$$

deoarece din motive de simetrie $L_{AB} = L_{AC}$, iar curenții satisfac relația: $i_A + i_B + i_C = 0$.

S-au făcut notațiile: $L_\sigma = L_{AA\sigma} + L_{AB\sigma}$; $M_{m1} = \frac{3}{2} M'_m$.

M_{m1} este o inductivitate ciclică, adică este o inductivitate care ține cont de influența tuturor înfășurărilor de pe stator asupra înfășurării AX. Fluxul magnetic φ_{Ar} este determinat de curenții din înfășurările rotorice.

Prin urmare fluxurile magnetice totale corespunzătoare celor trei înfășurări monofazate statorice se pot pune sub forma:

$$\varphi_A = (L_\sigma + M_{m1})\, i_A + i_a M_m \cos\theta + i_b M_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_c M_m \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right)$$

$$\varphi_B = (L_\sigma + M_{m1})\, i_B + i_a M_m \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_b M_m \cos\theta + i_c M_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$\varphi_C = (L_\sigma + M_{m1})\, i_C + i_a M_m \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_b M_m \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) + i_c M_m \cos\theta.$$

Fluxul magnetic reprezentativ al înfășurării trifazate statorice va fi:

$$\varphi_s = \frac{2}{3}(\varphi_A + a\,\varphi_B + a^2\,\varphi_C) = (L_\sigma + M_{m1})\,i_s + i_r\,L_m \cdot e^{j\theta} =$$
$$= L_s\,i_s + i_r\,L_m\,e^{j\theta}. \tag{3.13}$$

unde

$$L_s = L_\sigma + M_{m1};\quad L_m = \frac{3}{2}M_m$$

$$i_s = \frac{2}{3}(i_A + a\,i_B + a^2\,i_C);\quad i_r = \frac{2}{3}(i_a + a\,i_b + a^2\,i_c).$$

La relația (3.13) s-a ajuns prin înlocuirea funcțiilor cosinusoidale cu formulele lui Euler.

În mod cu totul analog se procedează cu înfășurările rotorice și se obține:

$$\varphi_r = (\varphi_a + a\,\varphi_b + a^2\,\varphi_c) = L_r\,i_r + i_s\,L_m\,e^{-j\theta} \tag{3.14}$$

unde:

$$L_r = L_{r\sigma} + M_{m2};\quad M_{m2} = \frac{3}{2}M_m'';\quad L_{r\sigma} = L_{aa\sigma} + L_{ab\sigma}$$

aceste inductivități au semnificații similare cu cele pentru stator. De precizat că unghiul θ se măsoară în sens trigonometric pozitiv începînd de la axa magnetică a înfășurării considerate.

Fluxul magnetic reprezentativ φ_s este definit în sistemul de referință fix față de stator, iar fluxul magnetic reprezentativ φ_r este definit în sistemul de referință fix față de rotor.

3.5. ECUAȚIILE GENERALE ALE MAȘINII ASINCRONE TRIFAZATE

Aplicînd legea inducției electromagnetice pe o curbă Γ care urmărește spirele înfășurării monofazate considerate și adoptînd regula semnelor de la receptoare se obține:

$$u_A = R_1\,i_A + \frac{d\varphi_A}{dt};\quad u_B = R_1\,i_B + \frac{d\varphi_B}{dt};\quad u_C = R_1\,i_C + \frac{d\varphi_C}{dt}$$

unde u_A, u_B, u_C sînt tensiunile la bornele înfășurărilor monofazate statorice, iar R_1 este rezistența înfășurării monofazate, aceeași pentru toate cele trei înfășurări.

Se înmulțește prima ecuație cu $\frac{2}{3}$, a doua cu $\frac{2a}{3}$ și a treia cu $\frac{2a^2}{3}$ și se obține ecuația statorică a mărimilor reprezentative

$$u_s = R_1\,i_s + \frac{d\varphi_s}{dt}. \tag{3.15}$$

Această ecuaţie este stabilită în sistemul de referinţă fix faţă de stator şi proiecţia ei pe axa magnetică a unei înfăşurări este tocmai ecuaţia înfăşurării respective.

Procedînd analog cu înfăşurarea trifazată rotorică se obţine ecuaţia în mărimi reprezentative:

$$-u_r = R_2 i_r + \frac{d\varphi_r}{dt}. \tag{3.16}$$

Această ecuaţie este stabilită în sistemul de referinţă fix faţă de rotor.

Nu se poate opera cu ecuaţiile (3.15) şi (3.16) sub această formă deoarece sînt definite în sisteme de referinţă diferite.

Aceste două ecuaţii vor fi transcrise în acelaşi sistem de referinţă şi anume în sistemul de referinţă care se roteşte cu viteza unghiulară Ω_k faţă de sistemul de referinţă fix faţă de stator.

După cum este cunoscut pentru a transcrie ecuaţia (3.15) în sistemul de referinţă K se înmulţeşte această ecuaţie cu factorul $e^{-j\theta_k}$ şi se obţine:

$$u_s e^{-j\theta_k} = R_1 i_s e^{-j\theta_k} + e^{-j\theta_k} \frac{d\varphi_s}{dt}$$

sau

$$u_{sk} = R_1 i_{sk} + j p \Omega_k \varphi_{sk} + \frac{d\varphi_{sk}}{dt} \tag{3.17}$$

unde

$$u_{sk} = u_s \cdot e^{-j\theta_k}; \quad i_{sk} = i_s \cdot e^{-j\theta_k}; \quad \varphi_{sk} = \varphi_s \cdot e^{-j\theta_k}$$

sînt mărimile reprezentative corespunzătoare, definite în sistemul de referinţă (K), iar $\dot{\theta}_k = p\Omega_k$ în care p este numărul perechilor de poli,

Ecuaţia (3.16) referitoare la rotor se transcrie în sistemul de referinţă (K) prin înmulţire cu factorul $e^{-j(\theta_k-\theta)}$ şi se obţine:

$$-u_{rk} = R_2 i_{rk} + j p(\Omega_k - \Omega_2) \varphi_{rk} + \frac{d\varphi_{rk}}{dt} \tag{3.18}$$

unde:

$$u_{rk} = u_r \cdot e^{-j(\theta_k-\theta)}; \quad i_{rk} = i_r \cdot e^{-j(\theta_k-\theta)}; \quad \varphi_{rk} = \varphi_r \cdot e^{-j(\theta_k-\theta)}$$

sînt mărimile reprezentative rotorice scrise în sistemul de referinţă (K), iar $\dot{\theta}_k - \dot{\theta} = p(\Omega_k - \Omega_2)$.

Deci s-au obţinut ecuaţiile generale ale maşinii asincrone

$$\begin{aligned} u_{sk} &= R_1 i_{sk} + j p \Omega_k \varphi_{sk} + \frac{d\varphi_{sk}}{dt} \\ -u_{rk} &= R_2 i_{rk} + j p (\Omega_k - \Omega_2) \varphi_{rk} + \frac{d\varphi_{rk}}{dt}. \end{aligned} \tag{3.19}$$

Aceste ecuaţii sînt exprimate prin mărimi reprezentative, fapt care a permis ca în loc de şase ecuaţii algebrice să scriem numai două ecuaţii în complex, $(i_0 = 0)$.

3.6. ECUAȚIILE MAȘINII ASINCRONE TRIFAZATE ÎN REGIM STAȚIONAR

Ecuațiile deduse în paragraful precedent se vor transcrie într-un sistem de referință care se rotește cu viteza sincronă Ω_1, adică $\Omega_1 = \frac{\omega_1}{p} = \Omega_k$.

Presupunînd că tensiunile de alimentare aplicate înfășurării trifazate statorice formează un sistem simetric, adică:

$$u_A = U_1 \sqrt{2} \cos(\omega_1 t + \varphi_u); \quad u_B = U_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}\right) \text{ și}$$

$$u_C = U_1 \sqrt{2} \cos\left(\omega_1 t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}\right)$$

atunci:

$$u_{sk} = \frac{2}{3}(u_A + a\, u_B + a^2 u_C)\, e^{-j\omega_1 t} = \sqrt{2}\, U_1 e^{j\varphi_u} = \underline{U}_1 \sqrt{2}\,. \tag{3.20}$$

În această ultimă relație s-au înlocuit funcțiile cosinusoidale prin formulele lui Euler și s-a avut în vedere relația:

$$e^{-j(\omega_1 t + \varphi_u)} + e^{-j\left(\omega_1 t + \varphi_u - \frac{2\pi}{3}\right)} + e^{-j\left(\omega_1 t + \varphi_u - \frac{4\pi}{3}\right)} = 0.$$

Relația (3.20) arată că tensiunea reprezentativă pentru un sistem simetric de tensiuni scrisă în sistemul de referință sincron coincide în afara factorului $\sqrt{2}$ cu reprezentarea în complex simplificat a tensiunii de fază *AX*. Similar curentul reprezentativ al înfășurării trifazate statorice coincide cu reprezentarea în complex simplificat a curentului din înfășurarea *AX*, adică $i_{sk} = \sqrt{2}\underline{I}_1$.

Curenții din rotor i_a, i_b, i_c au pulsația $\omega_2 = s\omega_1$ și formează un sistem simetric, în care caz curentul reprezentativ rotoric devine:

$$i_{rk} = \frac{2}{3}(i_a + a\cdot i_b + a^2\cdot i_c) = \sqrt{2}\, I_2 \cos(s\,\omega_1 t + \varphi_2) +$$

$$+ \sqrt{2}\, I_2 \cos\left(s\,\omega_1 t + \varphi_2 - \frac{2\pi}{3}\right) + \sqrt{2}\, I_2 \cos\left(s\,\omega_1 t + \varphi_2 - \frac{4\pi}{3}\right) =$$

$$= \sqrt{2}\, I_2\, e^{j\varphi_2} = \sqrt{2}\, \underline{I}_2\,. \tag{3.21}$$

Curentul reprezentativ rotoric în sistemul de referință sincron coincide cu reprezentarea în complex simplificat a curentului din înfășurarea rotorică ax.

Prin urmare există un sistem de referință în care curenții reprezentativi, deși au frecvențe diferite, coincid cu reprezentarea în complex simplificat a curenților din fazele de referință.

Fluxul magnetic reprezentativ φ_{sk} corespunzător înfășurării trifazate statorice, în sistemul de referință sincron se poate pune sub forma:

$$\varphi_{sk} = \varphi_s e^{-j\theta_k} = (L_s\, i_s + L_m\, i_r\, e^{j\theta})\, e^{-j\theta_k} =$$

$$= L_s\, i_{sk} + L_m\, i_{rk} = \sqrt{2}\,(L_s\, \underline{I}_1 + L_m\, \underline{I}_2) \tag{3.22}$$

În mod analog se calculează fluxul magnetic reprezentativ corespunzător înfășurării trifazate rotorice,

$$\varphi_{rk} = \varphi_r \, e^{-j(\theta_k - \theta)} = (L_r \, i_r + L_m \, i_s \, e^{-j\theta}) \, e^{-j(\theta_k - \theta)} =$$
$$= L_r \, i_{rk} + L_m \, i_{sk} = \sqrt{2} \, (L_r \, \underline{I}_2 + L_m \, \underline{I}_1). \tag{3.23}$$

În acest caz ecuațiile (3.19) devin,

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\omega_1 (L_s \underline{I}_1 + L_m \underline{I}_2); \quad 0 = R_2 \underline{I}_2 + j s \omega_1 (L_r \underline{I}_2 + L_m \underline{I}_1) \tag{3.24}$$

deoarece înfășurările rotorului sînt conectate în scurtcircuit.

Aceste ecuații se mai pot pune și sub altă formă,

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j \omega_1 \left(L_s - \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} L_m\right) \underline{I}_1 + j \omega_1 \left(\underline{I}_1 + \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} \underline{I}_2\right) \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} L_m =$$
$$= R_1 \, \underline{I}_1 + j \, \omega_1 \, L_{1\sigma} \, \underline{I}_1 + j \, \omega_1 \, w_1 \, k_{w1} \, \underline{\Phi} \tag{3.25}$$
$$0 = \frac{R_2}{s} \underline{I}_2 + j \omega_1 \left(L_r - \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} L_m\right) \underline{I}_2 + j \omega_1 \left(\underline{I}_1 + \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} \underline{I}_2\right) L_m =$$
$$= \frac{R_2}{s} \underline{I}_2 + j \, \omega_2 L_{2\sigma} \, \underline{I}_2 + j \, \omega_2 \, w_2 \, k_{w2} \, \underline{\Phi}.$$

La fel ca și la transformator inductivitățile:

$$L_{1\sigma} = L_s - \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} L_m; \quad L_{2\sigma} = L_s - \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} L_m$$

sînt inductivitățile de scăpări ale înfășurării de fază statorice respectiv rotorice.

Fluxul magnetic $\underline{\Phi} = (w_1 \, k_{w2} \, \underline{I}_1 + w_2 \, k_{w2} \, \underline{I}_2) \, \dfrac{L_m}{w_2 \, k_{w2}} \cdot \dfrac{1}{w_1 \, k_{w1}}$ este fluxul magnetic fascicular util și este proporțional cu solenația rezultantă.

La fel ca la transformator se notează:

$$w_1 k_{w1} \, \underline{I}_1 + w_2 k_{w2} \, \underline{I}_2 = w_1 k_{w1} \, \underline{I}_\mu = \theta_\mu \tag{3.26}$$

sau

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_\mu; \quad \underline{I}_2' = \frac{w_2 k_{w2}}{w_1 k_{w1}} \underline{I}_2. \tag{3.27}$$

Ecuațiile (3.25) se pot pune sub forma:

$$\underline{U}_1 = R_1 \, \underline{I}_1 + j \, X_{1\sigma} \, \underline{I}_1 - \underline{E}_1; \quad 0 = R_2 \frac{1}{s} \underline{I}_2 + j \, X_{2\sigma} \, \underline{I}_2 - \underline{E}_2 \tag{3.28}$$

unde

$$X_{1\sigma} = \omega_1 \, L_{1\sigma}; \quad X_{2\sigma} = \omega_1 \, L_{2\sigma}$$

sînt reactanțele de scăpări definite pentru frecvența curenților statorici.

Tensiunile electromotoare $\underline{E}_1 = -j \, \omega_1 \, w_1 \, k_{w1} \, \underline{\Phi}$; $\underline{E}_2 = -j \, \omega_1 \, w_2 \, k_{w2} \, \underline{\Phi}$ sînt t.e.m. induse de cîmpul magnetic învîrtitor rezultant în înfășurările de fază statorică respectiv rotorică.

Ecuaţia rotorică se raportează la stator prin înmulţirea acestei ecuaţii cu raportul $w_1 k_{w1}/w_2 k_{w2}$; se obţine:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1$$

$$0 = \frac{R_2'}{s} \underline{I}_2' + j X_{2\sigma}' \underline{I}_2' - \underline{E}_2' \tag{3.29}$$

$$\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_\mu; \ \underline{E}_1 = \underline{E}'_2 = \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} \underline{E}_2$$

unde $R_2' = (w_1 k_{w1}/w_2 k_{w2})^2 R_2$; $X_{2\sigma}' = (w_1 k_{w1}/w_2 k_{w2})^2 X_{2\sigma}$ reprezintă rezistenţa rotorică raportată la stator, respectiv reactanţa de scăpări rotorică raportată la stator.

Curentul $\underline{I}_\mu$ are o semnificaţie fizică bine definită: este curentul care dacă ar parcurge înfăşurarea cu w_1 spire şi factor de bobinaj k_{w1} produce o solenaţie egală cu solenaţia rezultantă. Curentul $\underline{I}_\mu$ este în fază cu fluxul magnetic $\underline{\Phi}$.

3.7. ECUAŢIILE MAŞINII ASINCRONE ÎN TEORIA TEHNICĂ

În cazul teoriei tehnice se iau în consideraţie saturaţia circuitului magnetic şi pierderile în fier.

Din ecuaţiile prezentate în paragraful precedent se pot deduce cîteva concluzii importante, astfel dacă se consideră ecuaţia înfăşurării statorice şi se neglijează căderea de tensiune ohmică şi căderea de tensiune pe reactanţa de scăpări, se obţine:

$$\underline{U}_1 \approx -\underline{E}_1 = j \frac{\omega_1}{\sqrt{2}} w_1 k_{w1} \underline{\Phi}_m; \quad (\underline{\Phi}_m = \sqrt{2}\, \underline{\Phi}).$$

Rezistenţa R_1 este mică, altfel n-ar fi raţională realizarea înfăşurării deci căderea de tensiune $R_1 I_1$ este mică în comparaţie cu U_1. Fluxul magnetic de scăpări închizîndu-se în mare parte prin aer rezultă că este mic în comparaţie cu fluxul Φ, deci se poate neglija căderea de tensiune $X_{1\sigma} I_1$ în raport cu $\Phi w_1 k_{w1} \omega_1$. Din relaţia de mai sus rezultă că fluxul Φ este determinat în principal de tensiunea de alimentare U_1 aplicată înfăşurării statorice, prin urmare acest flux este impus de tensiunea de alimentare. După cum s-a arătat fluxul magnetic Φ este dat de relaţia:

$$\underline{\Phi} = \frac{L_m}{w_2 k_{w2}} (w_1 k_{w1} \underline{I}_1 + w_2 k_{w2} \underline{I}_2) \frac{1}{w_1 k_{w1}} = L_m \frac{1}{w_1 k_{w1}} I_\mu = \frac{L_m}{w_2 k_{w2}} \frac{1}{w_1 k_{w1}} \theta_\mu.$$

Fluxul magnetic Φ fiind impus rezultă că solenaţia rezultantă θ_μ este determinată la o tensiune U_1 dată şi nu depinde de variaţia curenţilor I_1 şi I_2. Aceşti curenţi au o astfel de variaţie încît la o tensiune U_1 dată, Φ să rămînă aproximativ acelaşi. În particular pentru $I_2 = 0$ rezultă că $\underline{I}_1 = \underline{I}_\mu$, adică curentul de magnetizare I_μ este egal cu curentul de mers în gol, dacă se neglijează pierderile în fier.

În toată teoria prezentată s-a avut în vedere că între fluxul Φ și solenația θ_μ este o dependență lineară. În realitate, această dependență este mult mai complicată și a fost prezentată în cadrul teoriei transformatorului. Așa cum s-a arătat în capitolul I valoarea maximă a fluxului magnetic util Φ_m și a solenației $\theta_{\mu m}$ sînt bine determinate la o tensiune de alimentare dată. Curba $\Phi_m = f(\theta_{\mu m})$ se aproximează cu o dreaptă care conține punctul de funcționare. Evident la o altă tensiune de alimentare va fi o altă dreaptă. Rezultă că inductivitatea L_m este influențată de saturație, însă pentru o tensiune de alimentare dată, inductivitatea L_m este bine determinată.

Inductivitățile de scăpări nu sînt influențate de saturația circuitului magnetic.

În mașina electrică există pierderi în fier datorită curenților turbionari și fenomenului de histerezis. Pentru a ține cont de aceste pierderi se introduce curentul I_w, exact ca la transformator, deci curentul de mers în gol are două componente: $\underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w$.

Cum pierderile în fier depind de fluxul Φ_m rezultă că aceste pierderi sînt determinate la o tensiune de alimentare dată.

Deoarece pierderile în fier depind de fluxul Φ_m, este natural să definim curentul I_w în raport cu t.e.m. E_1. Componenta I_w este dată de relația:

$$P_{Fe1} \simeq P_{Fe} = m_1 I_w E_1 = m_1 R_w I_w^2. \qquad (3.30)$$

Deoarece la funcționarea normală a motorului alunecarea este mică, deci frecvența curenților rotorici este mică, rezultă că pierderile în miezul rotoric pot fi neglijate ($P_{Fe2} \simeq 0$).

Rezistența R_w corespunzătoare pierderilor în fier este determinată de relația:

$$R_w = P_{Fe}/m_1 I_w^2 = m_1 E_1^2/P_{Fe}. \qquad (3.31)$$

Rezistența R_w corespunzătoare pierderilor în fier s-a definit astfel încît dacă rezistența R_w este parcursă de curentul I_w atunci pierderile Joule din aceasta să fie egale cu pierderile în fier.

Cu aceste precizări ecuațiile mașinii asincrone în cadrul teoriei tehnice devin:

$$\begin{aligned} &\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j X_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1; \quad 0 = \frac{R_2'}{s} \underline{I}_2' + j X_{2\sigma}' \underline{I}_2' - \underline{E}_2' \\ &\underline{I}_1 + \underline{I}_2' = \underline{I}_{10} = \underline{I}_\mu + \underline{I}_w; \quad \underline{E}_1 = \underline{E}_2' = -j X_\mu \underline{I}_\mu = - R_w \underline{I}_w \end{aligned} \qquad (3.32)$$

unde X_μ este reactanța de magnetizare, această reactanță corespunde energiei magnetice înmagazinate în cîmpul magnetic util, al mașinii.

3.8. DIAGRAMA FAZORIALĂ A MOTORULUI ASINCRON

Această diagramă reprezintă grafic ecuațiile (3.32) ale mașinii asincrone în regim de motor în planul complex.

Se ia ca origine de fază fluxul magnetic $\underline{\Phi}$, care este în fază cu curentul $\underline{I}_\mu$, decalată înainte cu $\pi/2$ față de flux este componenta activă $\underline{I}_w$; suma vectorială a celor două componente este curentul de mers în gol $\underline{I}_{10}$. Tensiunea electromotoare E_1 este decalată în urmă față de flux cu $\frac{\pi}{2}$. După ce se construiește diagrama curenților se construiește fazorul $-\underline{E}_1$; din vîrful

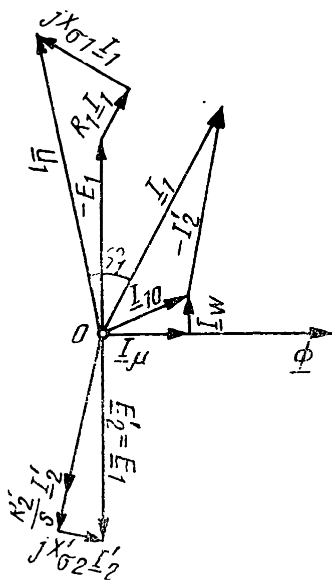


Fig. 3.7. Diagrama de fazori a motorului asincron.

fazorului $-\underline{E}_1$ se duce fazorul $R_1\underline{I}_1$ paralel cu $\underline{I}_1$, în continuare se duce fazorul $jX_{1\sigma}\underline{I}_1$ perpendicular pe fazorul $\underline{I}_1$, poligonul este închis de tensiunea $\underline{U}_1$ conform primei ecuații din sistemul (3.32). În mod similar se construiește și diagrama de fazori pentru rotor conform cu ecuația a doua din sistemul (3.32).

În figura 3.7 s-a construit această diagramă pentru motorul asincron în regim staționar, pentru alunecări mici.

3.9. SCHEMELE ECHIVALENTE ALE MOTORULUI ASINCRON

Pe baza ecuațiilor (3.32) se poate concepe o schemă echivalentă în T a mașinii asincrone în același mod ca la transformator. În figura 3.8 este redată schema echivalentă în T a motorului asincron. Dacă se scriu ecuațiile lui Kirchhoff pentru această rețea se regăsesc ecuațiile mașinii asincrone de la care s-a plecat.

În această schemă echivalentă rezistența echivalentă a rotorului R_2'/s s-a împărțit în rezistența R_2' a înfășurării (în care se produc pierderile în rotor P_{J2}) și în rezistența $R_2'\frac{1-s}{s}$ care are semnificația unei rezistențe de sarcină.

Puterea consumată în această rezistență prin efectul Joule reprezintă chiar puterea transformată de către motor în putere mecanică:

$$3\,R_2'\frac{1-s}{s}I_2'^2 = 3\,R_2\,I_2^2\frac{1-s}{s} = P_{J2}\,\frac{1-s}{s} = (1-s)\,P = P_M. \quad (3.33)$$

Deseori se aduce o modificare schemei din figura 3.8 prin înlocuirea celor două elemente în paralel din latura transversală a schemei în T cu două elemente echivalente în serie R_0 și X_0,

$$\underline{Z}_0 = \frac{j\,R_w\,X_\mu}{R_w + j\,X_\mu} = \frac{R_w X_\mu^2}{R_w^2 + X_\mu^2} + j\,\frac{R_w^2 X_\mu}{R_w^2 + X_\mu^2} = R_0 + j\,X_0 \quad (3.34)$$

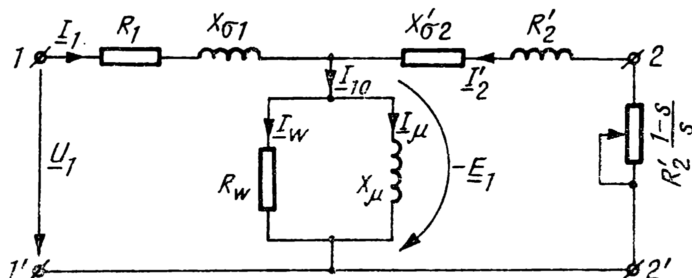


Fig. 3.8. Schema echivalentă în T a mașinii asincrone.

și prin utilizarea notațiilor:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + jX_{1\sigma}; \ \underline{Z}'_{2s} = R'_2/s + jX'_{2\sigma}. \quad (3.35)$$

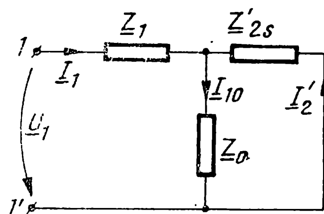


Fig. 3.9. Schema echivalentă în T compactă.

În figura 3.9 este reprezentată schema echivalentă în T compactă. Cu notațiile (3.34) și (3.35) ecuațiile motorului asincron devin:

$$\underline{U}_1 = \underline{Z}_1 \underline{I}_1 + \underline{Z}_0 \underline{I}_{10};$$

$$0 = \underline{Z}'_{2s} \underline{I}'_2 + \underline{Z}_0 \underline{I}_{10}; \ \underline{I}_1 + \underline{I}'_2 = \underline{I}_{10}. \quad (3.36)$$

Scriind ecuațiile (3.36) sub o altă formă, schema echivalentă în T, capătă și ea o nouă formă. Într-adevăr din ecuațiile de mai sus rezultă:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_{10} - \underline{I}'_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0} - \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0}\underline{I}_1 - \underline{I}'_2 \quad (3.37)$$

sau

$$\underline{I}_1 (1 + \underline{Z}_1/\underline{Z}_0) = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0} - \underline{I}'_2.$$

Se face notația:

$$\underline{c}_1 = 1 + \underline{Z}_1/\underline{Z}_0 = c_1 \, e^{-j\gamma_1}. \quad (3.38)$$

În acest caz se obține: $\underline{I}_1 = \dfrac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0 \underline{c}_1} - \underline{I}'_2/\underline{c}_1$.

Factorul c_1 este foarte apropiat de unitate ca modul, iar argumentul γ_1 este mic. Pentru motoare asincrone normale, de puteri nominale peste 1 kW, $c_1 = 1{,}02...1{,}05$ și $|\gamma_1| < 1°$.

Din această cauză adesea se consideră $\gamma_1 \simeq 0$ și

$$\underline{c}_1 \simeq c_1 \simeq 1 + X_{1\sigma}/X_{\mu} \quad (3.39)$$

Curentul $\underline{I}'_2$ se calculează din schema echivalentă în T și se obține:

$$\underline{I}'_2 = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \dfrac{\underline{Z}_0 \underline{Z}'_{2s}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_{2s}}} \cdot \frac{\underline{Z}_0}{\underline{Z}'_{2s} + \underline{Z}_0} = -\frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{c}_1 \underline{Z}'_{2s}}. \quad (3.40)$$

Curentul $\underline{I}_1$ absorbit de motor se poate pune sub forma:

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1} + \frac{\underline{U}_1}{\underline{c}_1 \underline{Z}_1 + \underline{c}_1^2 \underline{Z}_{2s}} = \underline{I}_0 + \underline{I}''_2 \quad (3.41)$$

unde s-au făcut notațiile:

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_0 + \underline{Z}_1}; \quad \underline{I}''_2 = \frac{\underline{U}_1}{\underline{c}_1 \underline{Z}_1 + \underline{c}_1^2 \underline{Z}'_{2s}} = -\frac{\underline{I}'_2}{\underline{c}_1}. \quad (3.42)$$

Curentul I_0 nu depinde de sarcină și are următoarea semnificație: $\underline{I}_0$ reprezintă curentul statoric cînd rotorul se învîrtește cu viteza de sincro-

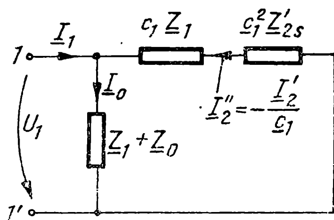


Fig. 3.10. Schema echivalentă în Γ a mașinii asincrone.

nism ($s=0$), adică este curentul de mers în gol ideal la care $\underline{I}'_2 = 0$. Folosind relațiile (3.41) și (3.42) se ajunge la schema Γ din figura 3.10.

Cu ajutorul schemelor echivalente se pot determina ușor caracteristicile mașinii asincrone. Se constată că mașina asincronă se comportă ca un transformator trifazat, ale cărui borne primare sînt alimentate de la rețeaua de curent alternativ la tensiunea de fază U_1, iar la bornele secundare rezultă puterea P_M.

3.10. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII ASINCRONE

S-a arătat că expresia cuplului electromagnetic pentru mașina asincronă trifazată se poate pune sub forma:

$$M = \frac{3 R'_2 I'^2_2}{s\,\Omega_1} = \frac{P_{J2}}{s\,\Omega_1} = \frac{P}{\Omega_1}. \tag{3.43}$$

Înlocuind în această expresie valoarea eficace a curentului I'_2 dat de relația (3.40) și considerînd $\underline{c}_1 \simeq c_1$, rezultă după cîteva calcule simple

$$M = \frac{3\, R'_2\, U_1^2}{s\,\Omega_1 \left[\left(R_1 + c_1 \frac{R'_2}{s}\right)^2 + (X_{\sigma 1} + c_1\, X'_{\sigma 2})^2\right]}. \tag{3.44}$$

Cuplul electromagnetic al mașinii asincrone este deci o funcție de alunecare pentru o mașină dată și o tensiune de alimentare U_1 dată. Pentru a calcula valoarea maximă a cuplului, se calculează derivata în raport cu alunecarea s și se rezolvă ecuația:

$$\mathrm{d}M/\mathrm{d}s = 0. \tag{3.45}$$

Din această ecuație rezultă alunecarea s_m pentru care valoarea cuplului este maximă. Efectuînd calculele se obține:

$$s_m = \pm \frac{c_1\, R'_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X'_{\sigma 2})^2}}. \tag{3.46}$$

Se va considera valoarea pozitivă a alunecării care corespunde regimului de motor. Dacă se introduce alunecarea s_m dată de relația (3.46) în expresia cuplului electromagnetic (3.44) se obține cuplul maxim M_m.

$$M_m = \frac{3\, U_1^2}{2\, c_1\, \Omega_1 \left[R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_{\sigma 1} + c_1\, X'_{\sigma 2})^2}\right]}. \tag{3.47}$$

Se constată că alunecarea s_m pentru care cuplul este maxim este proporțională cu rezistența rotorică R'_2, iar cuplul maxim M_m nu depinde de rezistența rotorică R'_2. Această proprietate se folosește la unele aplicații practice.

Alunecarea s_m corespunzătoare cuplului maxim se numeşte *alunecare critică*, alunecarea critică are valori de 0,25...0,15 pentru puteri nominale de 0,5...1 kW şi atinge 0,03...0,04 la puteri nominale de 1 MW.

Expresia cuplului electromagnetic M dezvoltat de motorul asincron se poate aduce la o formă simplă uşor de reţinut. Se va calcula raportul M/M_m,

$$\frac{M}{M_m}=\frac{2\,c_1\,R_2'\left[R_1+\sqrt{R_1^2+(X_{1\sigma}+c_1\,X_{2\sigma}')^2}\right]}{s\left[R_1^2+(X_{1\sigma}+c_1\,X_{2\sigma}')^2+\dfrac{c_1^2\,R_2'^2}{s^2}+2\,c_1\,R_1\,R_2'\right]}=$$

$$=\frac{2\left[R_1+\sqrt{R_1^2+(X_{1\sigma}+c_1\,X_{2\sigma}')^2}\right]}{s\,\dfrac{c_1\,R_2'}{s_m^2}+2\,R_1+\dfrac{c_1\,R_2'}{s}}.$$

Dacă se înmulţeşte numărătorul şi numitorul cu

$$s_m/c_1\,R_2'=\frac{1}{\sqrt{R_1^2+(X_{1\sigma}+X_{2\sigma}')^2}}$$

atunci se obţine:

$$M/M_m=\frac{2\,(1+\lambda\,s_m)}{s/s_m+s_m/s+2\,\lambda\,s_m} \qquad (3.48)$$

în care s-a notat $\lambda=R_1/c_1\,R_2'$. De obicei $\lambda s_m \ll 1$, mai ales la maşinile de mare putere şi deci:

$$\frac{M}{M_m}=\frac{2}{s/s_m+s_m/s}.$$

Această ultimă expresie este cunoscută sub denumirea de *formula lui Kloss*.

Este uşor de observat că la alunecări mici $s<s_m$ cuplul variază aproximativ proporţional cu alunecarea s, iar la alunecări mari $s>s_m$ variază hiperbolic cu alunecarea.

Pe baza relaţiei (3.48) şi a observaţiei de mai sus se trasează caracteristica cuplului electromagnetic $M=f(s)$ a cărui formă este redată în figura 3.11.

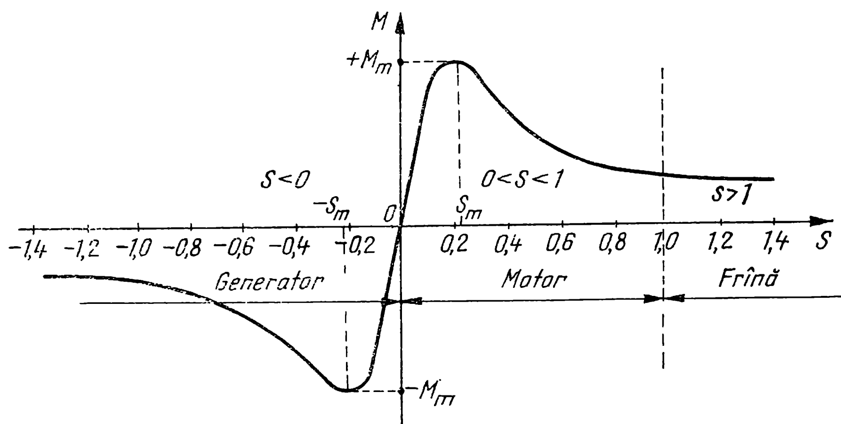


Fig. 3.11. Curba $M=f(s)$ a maşinii asincrone.

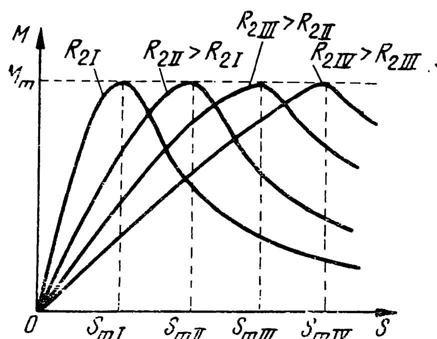


Fig. 3.12. Curbele cuplului $M = f(s)$ pentru diferite rezistențe rotorice.

Pentru valoarea $-s_m$ a alunecării critice se obține un cuplu maxim negativ M_{gm} situat în zona regimului de funcționare ca generator.

În figura 3.11 apar cele trei regimuri de funcționare: regimul de motor și frînă pentru valori pozitive ale alunecării pentru care cuplul ia valori pozitive și regimul de generator pentru valori negative ale alunecării pentru care cuplul devine negativ.

La motoarele asincrone normale cuplul maxim M_m este de (2 ... 2,5) ori mai mare decît cuplul nominal, adică $m_m = M_m/M_n = (2...2,5)$.

Raportul m_m reprezintă capacitatea de suprasarcină a motorului în ceea ce privește cuplul dezvoltat. Cuplul maxim al motorului variază proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare U_1; deci scăderea tensiunii de alimentare duce la o scădere importantă a cuplului maxim și deci a capacității de suprasarcină a motorului, fapt care trebuie luat în considerație la alegerea motorului destinat unei acționări date.

Modificînd rezistența R_2' prin intercalarea unui reostat în circuitul rotoric (la motoarele cu rotor bobinat și inele colectoare) se poate modifica forma caracteristicii cuplului. În figura 3.12 s-au reprezentat patru asemenea caracteristici, prima fiind cea naturală corespunzătoare scurtcircuitării înfășurării rotorice, iar următoarele se obțin prin intercalarea de reostate cu rezistențe din ce în ce mai mari în circuitul rotoric. Astfel cuplul maxim M_m poate fi dezvoltat chiar la pornire ($s_m = 1$) sau în regim de frînă ($s_m > 1$). Curbe similare se obțin și în regimul de generator.

Cuplul dezvoltat de motor cu rotorul imobil ($s = 1$) se numește *cuplu de pornire* al motorului. Valoarea cuplului de pornire se obține din relația (3.44) pentru $s = 1$,

$$M_p = \frac{R_2'}{(R_1 + c_1 R_2')^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}')^2} \cdot \frac{3\,U_1^2}{\Omega_1}. \tag{3.49}$$

Din relațiile de mai sus rezultă că valoarea cuplului de pornire este puternic influențată de valoarea cuplului maxim M_m și de alunecarea critică s_m. La motoarele de putere mare, caracterizate prin alunecări critice mici, cuplul de pornire natural poate fi mult mai mic decît cuplul nominal.

3.11. CARACTERISTICILE MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT

3.11.1. CARACTERISTICA MECANICĂ ȘI STABILITATEA FUNCȚIONĂRII MAȘINII ASINCRONE

Caracteristica mecanică se definește prin relația:

$$n_2 = f(M_2); \quad U_1 = \text{const.}; \quad f_1 = \text{const.} \tag{3.50}$$

unde n_2 este turația rotorului, iar M_2 este cuplul util la arbore. Dacă se neglijează pierderile mecanice P_m atunci se poate considera caracteristica

$$n_2 = f(M); \ U_1 = \text{const.}; f_1 = \text{const.} \tag{3.51}$$

care va fi considerată drept caracteristica mecanică a motorului. Din caracteristica cuplului electromagnetic funcție de alunecare, $M = f(s)$ se deduce caracteristica mecanică $n_2 = f(M)$ ținînd seama de relația de definiție a alunecării,

$$(1 - s)\, n_1 = n_2 \qquad (3.52)$$

unde n_1 este turația de sincronism corespunzătoare frecvenței f_1 a tensiunii de alimentare și numărului de poli $2p$ al mașinii,

$$n_1 = 60\, f_1/p. \qquad (3.53)$$

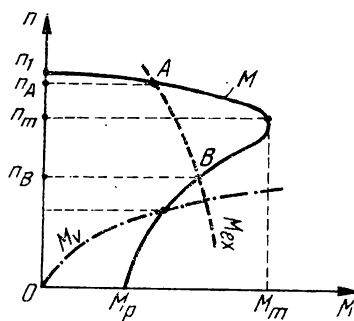


Fig. 3.13. Caracteristica mecanică a motorului asincron.

În figura 3.13 s-a reprezentat caracteristica mecanică a mașinii asincrone în regim de motor. Pentru orice valoare a cuplului cuprinsă între 0 și M_m pe caracteristica mecanică se obțin două valori ale turației, primul corespunzînd unei turații mari n_A, apropiată de turația sincronă n_1, iar celălalt corespunzînd unei turații mai mici n_B. Dintre aceste două puncte, numai punctul A corespunde unei situații stabile de funcționare. Stabilitatea punctului de funcționare pe caracteristica mecanică se studiază plecînd de la ecuația mișcării rotorului mașinii sub influența cuplurilor care se exercită asupra lui:

$$J\,\frac{\mathrm{d}\,\Omega}{\mathrm{d}\,t} = M - M_{ex};\quad \frac{2\pi}{60}\,J\,\frac{\mathrm{d}\,n}{\mathrm{d}\,t} = M - M_{ex};\ n_1 = n_2 \qquad (3.54)$$

unde s-a notat cu J momentul de inerție al rotorului (inclusiv al mecanismului cuplat cu acesta), cu $\Omega = 2\pi n/60$ viteza lui unghiulară, cu M cuplul dezvoltat de mașină în regimul de motor și cu M_{ex} cuplul rezistent sau de acționare, exterior, în care se consideră inclus și cuplul de frecări al rotorului.

Dacă variația în timp a vitezei Ω este suficient de lentă pentru a putea neglija influența fenomenelor tranzitorii electromagnetice asupra cuplului dezvoltat de motor, atunci în ecuația (3.54) se poate considera expresia cuplului dedusă anterior (3.48). Se va considera îndeplinită această condiție.

Cuplul exterior M_{ex} poate fi o funcție de viteză (cu linie întreruptă în figura 3.13). În punctele în care cuplul mașinii este egal cu cuplul exterior $M = M_{ex}$, mașina poate funcționa cu viteză constantă $\frac{\mathrm{d}\,n}{\mathrm{d}\,t} = 0$ sau $n = \text{const.}$, obținîndu-se punctele de funcționare posibile A și B, la intersecția caracteristicilor statice $M(n)$ și $M_{ex}(n)$.

Notînd cu n_0 turația unui punct de funcționare posibilă și dezvoltînd expresiile cuplurilor în serie Taylor în jurul acestei turații, rezultă

$$\frac{2\pi}{60}\,J\,\frac{\mathrm{d}\,n}{\mathrm{d}\,t} = \left(\frac{\mathrm{d}\,M}{\mathrm{d}\,n} - \frac{\mathrm{d}\,M_{ex}}{\mathrm{d}\,n}\right)\Bigg|_{n=n_0} (n - n_0) + \ldots \qquad (3.55)$$

La abateri $n - n_0$ mici se pot neglija termenii următori ai dezvoltării în serie (linearizarea locală).

Pentru ca punctul de funcționare să fie stabil, trebuie ca efectul $\left(\text{accelerația } \frac{dn}{dt}\right)$ să tindă să elimine cauza care l-a produs (variația inițială de viteză $n - n_0$), sau ca rădăcina ecuației caracteristice a mișcării perturbate să aibă partea reală negativă. Această condiție se traduce prin relația:

$$\left(\frac{dM}{dn} - \frac{dM_{ex}}{dn}\right)_{n=n_0} < 0. \tag{3.56}$$

Rezultă că numai punctul A corespunde unei funcționări stabile. Într-adevăr, dacă dintr-un motiv oarecare, turația a crescut $n > n_A$, cuplul motor scade $\frac{dM}{dn} < 0$, pe cînd cuplul rezistent crește și deci rotorul va fi frînat, tinzînd să revină la turația inițială n_A. Similar la scăderea temporară a turației, diferența pozitivă dintre cuplul motor și cel rezistent va accelera rotorul pînă la turația n_A. În punctul de funcționare B diferența cuplurilor are semn opus față de cazul precedent; la abateri în același sens a vitezei și deci la depășirea turației corespunzătoare punctului B rotorul se va ambala (pînă în punctul A), iar la scăderea turației sub n_0 se va opri.

Condiția de stabilitate a punctului de funcționare se poate formula și în funcție de alunecare, ținînd seama de relația (3.52). Se obțin astfel expresiile echivalente ale condiției de stabilitate,

$$\frac{dM_{ex}}{dn} > \frac{dM}{dn} \quad \text{sau} \quad \frac{dM_{ex}}{ds} < \frac{dM}{ds}. \tag{3.57}$$

Pentru o caracteristică a cuplului $M(n)$ sau $M(s)$ dată, domeniul turațiilor de funcționare stabilă depinde și de caracteristica cuplului de sarcină $M_{ex}(n)$ sau $M_{ex}(s)$. De exemplu în figura 3.13 s-a figurat cu linie punct o caracteristică de ventilator M_v care ar permite funcționarea stabilă în regim de motor pe ramura descendentă a caracteristicii $M(s)$, respectiv la turații mai mici de n_m. Acest regim de funcționare nu prezintă importanță practică, el reprezentînd o suprasarcină inadmisibilă pentru o durată mai mare. De obicei se consideră că domeniul stabil este cuprins pentru motor între n_1 și n_m.

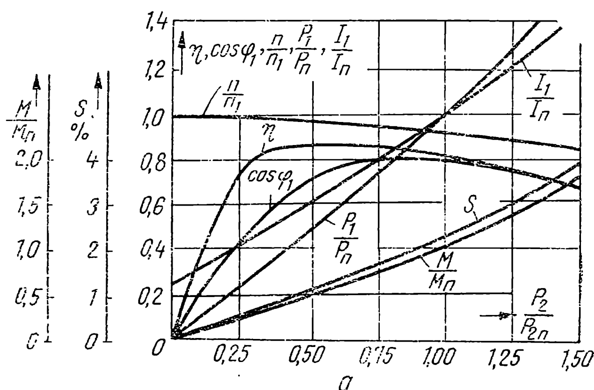
Se precizează că la sarcină nominală viteza motorului asincron diferă de viteza de sincronism cu 1...10 procente.

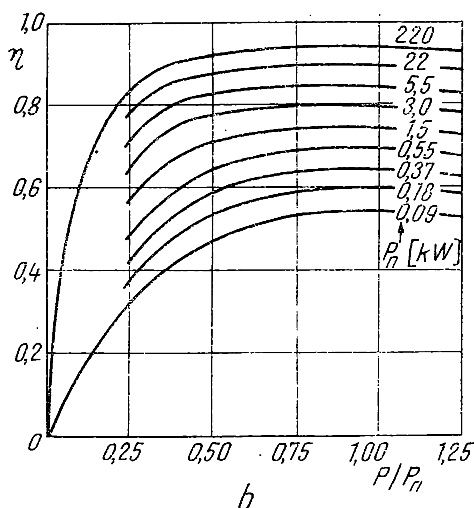
Așadar motorul asincron are o caracteristică mecanică dură, această proprietate dictează și domeniul de aplicații al motorului asincron (mașini-unelte, pompe, compresoare).

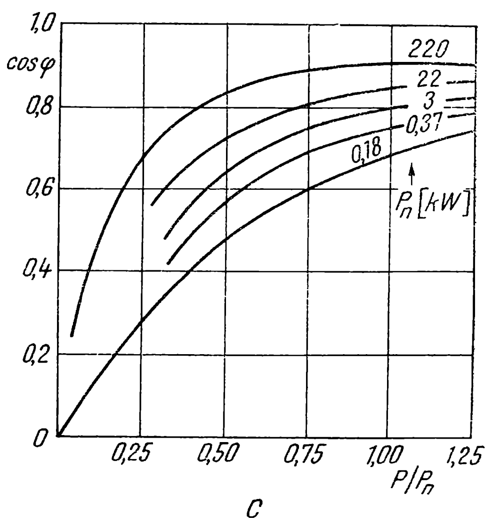
3.11.2. CARACTERISTICILE DE FUNCȚIONARE ALE MOTORULUI ASINCRON DEFINITE ÎN FUNCȚIE DE PUTEREA UTILĂ P_2

Această clasă de caracteristici cuprinde: caracteristica randamentului $\eta = f(P_2)$; caracteristica factorului de putere $\cos \varphi_1 = f(P_2)$; caracteristica vitezei, $n_2 = f(P_2)$; caracteristica curentului absorbit, $I_1 = f(P_2)$; caracteristica cuplului, $M = f(P_2)$; caracteristica alunecării, $s = f(P_2)$ și caracteristica puterii absorbite $P_1 = f(P_2)$. Toate aceste caracteristici sînt de-

Fig. 3.14. Caracteristicile de funcționare ale motorului asincron *(a)*; caracteristica randamentului *(b)*; caracteristica factorului de putere *(c)*.







finite la tensiune de alimentare $U_1 = U_{1N}$ și la frecvență $f_1 = f_N$ (f_1 este frecvența tensiunii de alimentare). În figura 3.14, *a* se prezintă caracteristicile de funcționare ale motorului asincron. În continuare se vor prezenta cîteva elemente referitoare la caracteristica randamentului și caracteristica factorului de putere deoarece celelalte caracteristici prezintă mai puțină importanță în aprecierea performanțelor unui motor asincron în regim staționar.

a) *Caracteristica randamentului* fig. 3.14, *b*. La motorul asincron se produc pierderi mecanice P_m, pierderi în fier P_{Fe} și pierderi în înfășurări P_J. În afară de aceste pierderi mai au loc pierderi suplimentare P_s care se compun din pierderi suplimentare în înfășurări și pierderi suplimentare în fier. Pierderile suplimentare în înfășurări se datoresc armonicilor de ordin superior ale densității lineare ale solenației și efectului pelicular care are loc și pentru armonica fundamentală. Pierderile suplimentare în fier sînt cauzate de pulsația cîmpului magnetic produsă de dinții rotorului și ai statorului. Pierderile totale în motorul asincron sînt: $p = P_m + P_{\mathrm{Fe}} + P_J + P_s$.

Normele prevăd o evaluare a pierderilor suplimentare de aproximativ 0,5% din puterea absorbită de motor la sarcină nominală.

Randamentul se defineşte prin relaţia

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + p} \cdot \tag{3.58}$$

Randamentul η variază odată cu puterea utilă P_2 cedată la arbore instalaţiei antrenate. De obicei randamentul atinge valoarea maximă pentru (0,5...0,75) P_{2n}. Randamentul motoarelor asincrone cu puteri nominale $P_n > 500$ kW atinge valoarea 0,93; randamentul motoarelor asincrone de 10...100 kW este de ordinul 0,85...0,91, iar pentru $P_n < 1$ kW randamentul scade sub 0,75.

b) *Caracteristica factorului de putere* (fig. 3.14, *c*). Motorul asincron absoarbe de la reţeaua de alimentare un curent defazat în urma tensiunii aplicate. Aceasta se explică prin aceea că fluxul magnetic din maşină este determinat de componenta reactivă a curentului absorbit de la reţea. La mersul în gol factorul de putere este mic, de ordinul 0,2 deoarece puterea activă absorbită este mică (egală cu pierderile maşinii). Pe măsură ce motorul se încarcă şi dezvoltă o putere utilă, puterea activă absorbită de la reţea creşte, în timp ce puterea reactivă rămîne practic aceeaşi, astfel încît factorul de putere se îmbunătăţeşte atingînd o valoare de 0,85—0,9 pentru puterea nominală. Factorul de putere relativ scăzut la sacini reduse constituie un dezavantaj important al motorului asincron. Construirea diagramei cercului permite determinarea mai simplă a caracteristicilor maşinii asincrone. În tabelul 3.4 se dau valorile pentru η şi cos φ la diferite sarcini.

3.12. DIAGRAMA CERCULUI

Diagrama cercului reprezintă, în planul complex, locul geometric al vîrfului fazorului curent $\underline{I}_1$ pentru $U_1 =$ const. şi $f_1 =$ const. cînd alunecarea s variază de la $-\infty$ la ∞.

Pentru construcţia diagramei cercului se va utiliza expresia curentului $\underline{I}_2''$ din schema echivalentă Γ, care se poate pune sub forma:

$$\underline{I}_2'' = \frac{\underline{U}_1 e^{2j\gamma_1}}{\underline{Z}_1 c_1 e^{j\gamma_1} + c_1^2 Z_{2s}'} \simeq \frac{U_1 e^{2j\gamma_1}}{\underline{Z}_1 c_1 + Z_{2s}' c_1^2} = \frac{U_1 e^{2j\gamma_1}}{(R_\Gamma + jX_\Gamma) c_1} \tag{3.59}$$

adică s-a considerat $e^{j\gamma_1} \simeq 1$ deoarece unghiul γ_1 are valori mici şi s-au făcut notaţiile: $R_\Gamma = R_1 + c_1 R_2'/s$; $X_\Gamma = X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}'$.

Din relaţia (3.59) rezultă:

$$\underline{I}_2'' - j \cdot \frac{R_\Gamma}{X_\Gamma} \underline{I}_2'' = -j \cdot \frac{\underline{U}_1 e^{2j\gamma_1}}{c_1 X_\Gamma} \cdot \tag{3.60}$$

Relaţia (3.60) se reprezintă în planul complex (fig. 3.15), luînd ca mărime de referinţă tensiunea $\underline{U}_1$ reprezentată prin segmentul AD, (convenim ca axa reală să fie verticală). Curentul $\underline{I}_2''$ este defazat în urma tensiunii $\underline{U}_1$ cu un unghi mai mic de 90°. Alegînd o anumită scară de reprezentare

TABELUL 3.4. **Randamentul și factorul de putere pentru motoare asincrone**

η, în % la diverse sarcini				η, în % la diverse sarcini			
1/2	3/4	4/4	5/4	1/2	3/4	4/4	5/4
din sarcină nominală				din sarcină nominală			
93,5	95	95	94,5	70	73	73	71
92,5	94	94	93,5	68	72	72	70
91,5	93	93	92,5	67	71	71	69
91	92	92	91,5	66	70	70	68
90	91	90	90	65	69	69	67
89	90	90	89	64	67,5	68	66
88	89	89	88	62	66,5	67	65
87	88	88	87	61	65	66	64
86	87	87	86	60	64	65	63
85	86	86	85	59	63	64	62
84	85	85	83,5	57	62	63	61
83	84	84	82,5	56	60,5	62	60,5
82	83	83	81,5	55	59,5	61	59,5
81	82	82	80,5	54	58,5	60	58,5
80	81	81	79,5	53	58	59	57
79	80	80	78,5	52	57	58	56
77	79,5	79	77,5	51	55	57	55
75,5	78,5	78	76,5	49	54	56	54
74	77,5	77	75	47	52	55	53
73	76	76	74	46	51	54	52
72	75	75	73	45	50	53	51
71	74	74	72				

Factorul de putere la diverse sarcini				Factorul de putere la diverse sarcini			
1/2	3/4	4/4	5/4	1/2	3/4	4/4	5/4
din sarcina nominală				din sarcina nominală			
0,83	0,88	0,9	0,90	0,65	0,75	0,80	0,81
0,80	0,86	0,89	0,89	0,63	0,74	0,79	0,80
0,78	0,85	0,88	0,88	0,61	0,72	0,78	0,80
0,76	0,84	0,87	0,87	0,59	0,71	0,77	0,79
0,75	0,83	0,86	0,86	0,58	0,70	0,76	0,78
0,73	0,81	0,85	0,86	0,56	0,69	0,75	0,78
0,71	0,80	0,84	0,85	0,55	0,68	0,74	0,77
0,69	0,79	0,83	0,84	0,54	0,67	0,73	0,76
0,67	0,77	0,82	0,83	0,52	0,63	0,72	0,77
0,66	0,76	0,81	0,82	0,50	0,62	0,71	0,76

pentru curent a (exprimată în A/mm) se duce segmentul A_0A corespunzător curentului $\underline{I}_2''$. Normal pe A_0A se duce la aceeași scară segmentul AE care reprezintă curentul $-j\dfrac{R_\Gamma}{X_\Gamma}\underline{I}_2''$; conform relației (3.60) segmentul A_0E reprezintă curentul $-j\,U_1\,e^{2j\gamma_1}/c_1X_\Gamma$ care este defazat cu unghiul $2\gamma_1$ în ra-

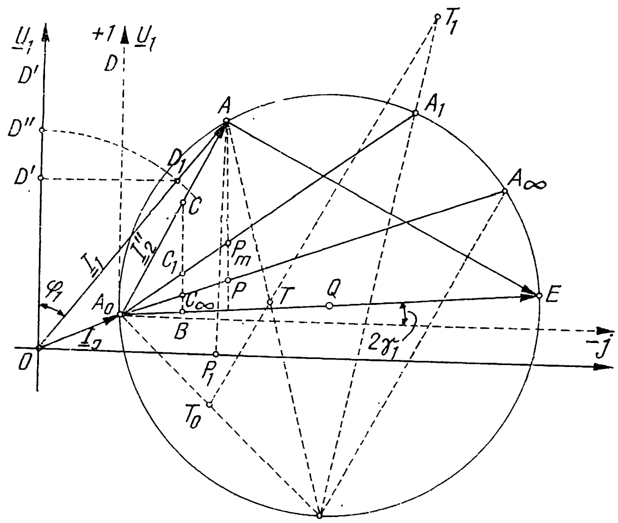


Fig. 3.15. Diagrama cercului mașinii asincrone.

port cu axa $-j$ luată orizontal. Triunghiul A_0AE este dreptunghic și catetele lui variază cu alunecarea s, însă ipotenuza A_0E nu depinde de alunecare, deci locul geometric al punctului A (deci al vîrfului curentului $\underline{I}_2''$) este cercul cu diametrul A_0E; $a \cdot A_0E = U_1/(c_1 X_{\sigma 1} + c_1^2 X'_{\sigma 2})$.

Din schema Γ rezultă $\underline{I}_1 = \underline{I}_0 + \underline{I}_2''$; reprezentînd curentul I_0 prin segmentul OA_0 se obține segmentul OA care reprezintă curentul $\underline{I}_1$; deoarece curentul $\underline{I}_0$ nu depinde de alunecare, rezultă că locul geometric al curentului $\underline{I}_1$ este același cerc ca și pentru $\underline{I}_2''$. Tensiunea $\underline{U}_1$ este avantajos să se reprezinte prin segmentul OD', abținut prin translatarea segmentului A_0D.

Pentru determinarea punctelor de pe cerc care prezintă interes practic se va face o construcție auxiliară; pe diametrul A_0E se va lua punctul B astfel încît $A_0B = k X_\Gamma$, apoi se duce dreapta $BC \perp A_0B$, rezultă că $\Delta A_0\underline{B}C \sim \Delta A_0AE$, din această asemănare rezultă:

$$BC = AE \frac{A_0B}{A_0A} = \underline{I}_2'' \frac{R_\Gamma}{X_\Gamma} \cdot \frac{k X_\Gamma}{I_2''} = k R_\Gamma = k\left(R_1 + c_1 \frac{R_2'}{s}\right), \qquad (3.61)$$

adică segmentul BC este proporțional cu rezistența R_Γ, factorul de proporționalitate fiind același ca și la reactanța X_Γ.

Dacă $s = \infty$ atunci $R_\Gamma = R_1$ și segmentul $BC_\infty = k R_1$, dreapta A_0C_∞ intersectează cercul în A_∞, segmentul A_0A_∞ reprezintă curentul $\underline{I}_2''$ și OA_∞ curentul $\underline{I}_1$ pentru $s = \infty$. Punctul corespunzător alunecării $s = -\infty$ coincide cu A_∞.

Dacă $s=1$ atunci $R_\Gamma = R_1 + c_1^2 R_2'$ și $BC_1 = k(R_1 + c_1^2 R_2')$, dreapta A_0C_1 intersectează cercul în punctul A_1, segmentul A_0A_1 reprezintă curentul $\underline{I}_2''$ și OA_1 curentul $\underline{I}_1$ pentru $s = 1$. Punctul A_1 corespunde regimului de scurtcircuit.

Dacă $s=0$ atunci $\underline{I}_2''$ este zero și $\underline{I}_1 = \underline{I}_0$, acest punct notat A_0 corespunde mersului în gol ($R_\Gamma = \infty$, deci $BC = \infty$ adică A_0A devine tangentă la cerc în A_0).

Arcul de cerc A_0A_1 corespunde regimului de motor, arcul A_1A_∞ regimului de frînă și arcul A_0MA_∞ regimului de generator.

Pe diagrama cercului se pot prezenta mărimile care interesează în funcționarea mașinii asincrone, în acest scop se duce dreapta $AP \perp A_0E$.

a) *Puterea absorbită de mașină* P_1 este reprezentată de segmentul AP_1 perpendicular pe axa imaginară, deoarece $a \cdot AP_1 = I_1 \cos \varphi_1$ și deci $P_1 = 3\, U_1 I_1 \cos \varphi_1 = 3\, U_1 a \cdot AP_1$. La tensiune $U_1 =$ const. segmentul AP_1 este proporțional cu puterea absorbită P_1, scara puterilor fiind $3\, U_1 \cdot a$ (W/mm). Axa imaginară se numește axa puterilor absorbite.

b) *Puterea electromagnetică* P este reprezentată de segmentul AP. Din asemănarea triunghiurilor A_0AP și A_0CC_∞ rezultă: $PA = A_0A \dfrac{CC_\infty}{A_0C}$ și se poate scrie relația:

$$3\, U_1\, a\, AP = 3\, U_1\, a\, I_2'' \cdot \frac{c_1 \dfrac{R_2'}{s}}{\sqrt{R_\Gamma^2 + X_\Gamma^2}} = 3\, \frac{R_2'\, I_2'^2}{s} = P \qquad (3.62)$$

adică la scara puterilor segmentul AP reprezintă puterea electromagnetică. Dreapta A_0A_∞ se numește *dreapta puterilor electromagnetice*.

c) Puterea mecanică P_M este reprezentată de segmentul AP_m. Într-adevăr din asemănarea triunghiurilor A_0CC_1 și $A_0A\ P_m$ rezultă:

$$3\,U_1 a\cdot AP_m = 3\,U_1 a\ \frac{A_0A}{A_0C}\cdot CC_1 = 3\,U_1\,I_2''\frac{c_1 R_2'\cdot\frac{1-s}{s}}{\sqrt{R_\Gamma^2+X_\Gamma^2}} = 3\,I_2'^2 R_2'\cdot\frac{1-s}{s} = P_M \tag{3.63}$$

dreapta AA_1 se numește *dreapta puterilor mecanice.*

d) Alunecarea s se poate determina prin construirea dreptei T_0T_1. Pe cerc se ia un punct arbitrar M și se unește cu punctele A_0, A_1 și A; Prin T_0 se duce o paralelă la dreaptă MA_∞ care intersectează dreapta MA_1 în punctul T_1, segmentul T_0T este proporțional cu alunecarea s, fapt care rezultă din relația:

$$s = \frac{P_{J2}}{P} = \frac{P_mP}{AP} = \frac{T_0T}{T_0T_1}. \tag{3.64}$$

Punctul T_0 corespund lui $s = 0$ și T_1 lui $s = 1$. Dreapta T_0T_1 se numește *dreapta alunecării.*

e) *Factorul de putere* $\cos\varphi_1$ se determină printr-o construcție simplă; se duce cercul cu raza OD'' și centrul în O și se proiectează punctul D_1 în D_1' rezultînd $\cos\varphi_1 = \dfrac{OD'}{OD''}$.

Diagrama cercului se poate determina experimental prin încercarea de gol (se determină punctul A_0), prin încercarea de scurtcircuit (se determină punctul A_1) și prin măsurarea rezistenței R_1. Se aproximează $Z_0 \simeq j\,X_\mu$ și rezultă:

$$c_1 = 1 + \frac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_0} \simeq 1 + \frac{X_{\sigma1}}{X_\mu} - j\,\frac{R_1}{X_\mu}. \tag{3.65}$$

Pe baza relației (3.65) se calculează unghiul γ_1.

$$\operatorname{tg}\gamma_1 = \frac{R_1}{X_\mu + X_{\sigma1}} \simeq \frac{R_1 I_{10}}{U_1};\quad U_1 \simeq (X_\mu + X_{\sigma1})\,I_{10}. \tag{3.66}$$

Se cunosc deci două puncte ale cercului și direcța diametrului care trece prin punctul A_0, cercul fiind complet determinat. Pentru mașinile de putere mare se poate considera $\underline{c}_1 \simeq 1$ și diametrul cercului A_0E devine orizontal. STAS 7246/9-74 stabilește modul de construire a diagramei cercului pentru diferite tipuri la motoare asincrone trifazate. Diagrama cercului a fost stabilită în ipoteza că parametrii mașinii sînt constanți, în realitate există o serie de factori care fac ca această ipoteză să aibă numai valoarea aproximativă.

Rezistența înfășurărilor pot varia în limite importante, datorită încălzirii conductoarelor. În plus, rezistența înfășurării rotorice este parcursă de curent cu frecvență variabilă funcție de alunecare; la alunecări mici ($s<0{,}1$) refularea curentului se poate neglija, însă la alunecări mari refularea curentului nu se poate neglija, conducînd la creșterea rezistenței rotorice. Reactanța X_μ este puternic influențată de saturația circuitului magnetic; de la $s=1$ (pornire) la $s=0$ (mers sincron) amplitudinea inducției magnetice rezultante crește sensibil (pînă la de două ori) modificînd starea de saturație a circuitului magnetic și modificînd substan-

țial reactanța X_μ. O influență deosebită asupra preciziei diagramei cercului o au reactanțele de dispersie $X_{\sigma 1}$ și $X'_{\sigma 2}$. La alunecări mici, curenții în înfășurări sînt relativ mici și cîmpul de dispersie al crestăturii și al capetelor de dinți este relativ puțin important, dinții armăturilor nefiind saturați chiar la crestături semiînchise. La alunecări mari, curenții cresc și odată cu aceasta și cîmpurile magnetice de dispersie care saturează dinții și îndeosebi istmurile, în consecință cele două reactanțe scad și conduc la mărirea diametrului cercului. În cazul crestăturilor deschise, influența saturației la alunecări mari este practic neglijabilă. Reactanțele de scăpări sînt influențate de fenomenul de refulare a curentului din conductoare.

De adăugat că pierderile suplimentare și cele mecanice se calculează aproximativ, iar armonicile de ordin superior ale densității liniare a solenațiilor conduc la fenomene parazite.

În general la mașinile asincrone cu crestături închise sau semiînchise locul geometric al vîrfului fazorului $\underline{I}_1$ se aproximează printr-un cerc la alunecări mici și printr-un alt cerc de diametru mai mare pentru alunecări mari.

Totuși diagrama cercului reprezintă un mijloc util pentru predeterminarea caracteristicilor în sarcină. Rezultatele sînt cu atît mai exacte cu cît puterea motorului este mai mare.

3.13. TIPURI DE ROTOARE ALE MOTORULUI ASINCRON TRIFAZAT

Rotorul motorului asincron se prezintă sub mai multe forme constructive cu implicații asupra caracteristicilor de funcționare. Aceste rotoare se pot împărți în două categorii: *a*) *rotor bobinat*, considerat în paragrafele precedente și b) *rotor în scurtcircuit*, care poate fi cu o singură colivie de veveriță de execuție normală (motor cu rotor cu colivie), cu colivie din bare înalte sau cu dublă colivie.

În toate cazurile, miezul rotorului se execută din tole de oțel electrotehnic, avînd grosime de 0,5 mm.

3.13.1. MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU ROTOR CU COLIVIE

Rotorul acestui motor este prevăzut cu Z_2 crestături semiînchise sau închise în care sînt plasate bare din cupru sau din aluminiu scurtcircuitate în părțile frontale cu cîte un inel de fiecare parte. Schematic înfășurarea este reprezentată în figura 3.16, *a*. Fiecare bară se consideră o fază scurtcircuitată, ceea ce înseamnă că o înfășurare în colivie cu Q_2 bare ($Q_2=Z_2=m_2$) este o înfășurare Q_2 — fazată.

Cu m_2 se notează numărul de faze rotorice. Ecuațiile generale ale acestui motor sînt de aceeași formă ca și la motorul cu rotor bobinat (3.19) cu deosebire că mărimile reprezentative din ecuația rotorică corespund înfășurării Q_2 — fazată, două faze succesive fiind decalate în spațiu cu unghiul geometric $2\pi/Q_2$. Trecerea la regimul staționar se face la fel ca în paragraful 3.6. Un cîmp magnetic învîrtitor, sinusoidal, induce t.e.m. în bare defazate între ele cu unghiul $2\pi p/Z_2$; ca urmare prin bare și inele trec curenți

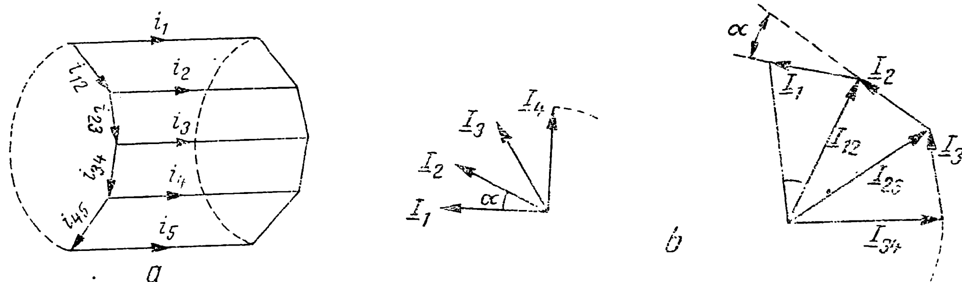


Fig. 3.16. Curenții din colivia rotorică a mașinii asincrone (*a*) și diagramele fazoriale (*b*).

Q_2 — fazați de valori efective I_b și I_2. În figura 3.16, *b* se prezintă diagrama fazorială a curenților din cele Q_2 bare și din sectoarele de inele cuprinse între două bare alăturate din care rezultă $2I_i \sin(p\pi/Z_2) = I_b$. T.e.m. induse în bare și curenții din bare formează un sistem Q_2 — fazat simetric.

Dacă se consideră curentul de fază $I_2 = I_b$, atunci parametrii echivalenți ai fazei R_2 și X_2 sînt astfel determinați încît pierderile active respectiv reactive ale fazei să fie egale cu pierderile active respectiv reactive dintr-o bară și din cele două sectoare de inel aferente, adică:

$$R_2 I_2^2 = R_b I_2^2 + 2 R_i I_i^2; \quad X_2 I_2^2 = X_b I_2^2 + 2 X_i I_i^2. \tag{3.67}$$

După înlocuirea curentului $I_i = I_b/2 \sin(p\pi/Z_2)$ rezultă:

$$R_2 = R_b + R_i/2 \sin^2(p\pi/Z_2); \quad X_2 = X_b + X_i/2 \sin^2(p\pi/Z_2) \tag{3.68}$$

unde R_b și X_b sînt rezistența respectiv reactanța barei, iar R_i și X_i sînt rezistența, respectiv reactanța unui sector de inel. Numărul fazelor rotorice m_2 fiind diferit de numărul fazelor statorice m_1 raportarea parametrilor rotorici la stator se face cu relațiile:

$$R_2' = R_2 \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\right)^2; \quad X_2' = X_2 \frac{m_1}{m_2}\left(\frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}}\right)^2. \tag{3.69}$$

Curentul rotoric $\underline{I}_2$ raportat la stator este $\underline{I}_2' = I_2 m_2 w_2 k_{w2}/m_1 w_1 k_{w1}$. Cu aceste precizări teoria motorului asincron cu rotor cu colivie este la fel cu a motorului asincron cu rotor bobinat.

Acest motor se utilizează pe scară largă în acționările electrice unde nu se impune un cuplu de pornire mare deoarece este de construcție simplă, robust și mai ieftin decît un motor asincron cu rotorul bobinat. Colivia din aluminiu se realizează prin turnare sub presiune.

3.13.2. MOTOARE ASINCRONE CU REFULARE A CURENTULUI ÎN ÎNFĂȘURAREA INDUSĂ

În aceste construcții înfășurarea rotorică în colivie (indusă) realizează parametrii echivalenți variabili în funcție de frecvența curenților rotorici. Motoarele asincrone cu refulare pronunțată sînt, în principal, de două tipuri: *motoare cu bare înalte* și *motoare cu colivii multiple*; ele permit obținerea unui cuplu de pornire m_p mai ridicat și un curent de pornire i_p mai redus decît în construcțiile obișnuite, în schimb cuplul maxim M_m scade. Tot în această categorie se încadrează și motorul asincron cu rotor masiv.

Construcția acestor motoare se bazează pe principiul refulării curentului alternativ într-un conductor aflat într-o crestătură (capitolul II). Rotorul acestui motor este prevăzut cu crestături adînci și înguste (lățime de 4÷6 mm, 50÷60 mm adîncime), în care sînt introduse bare din cupru de aceeași formă. În figura 3.17 se dau mai multe forme de crestături rotorice.

Dacă o bară a coliviei rotorice ar fi parcursă de curent continuu, atunci densitatea de curent J ar fi uniformă pe toată înălțimea barei h și bara ar prezenta o anumită rezistență și o anumită inductivitate. Dacă bara este parcursă de curent alternativ de o anumită frecvență atunci densitatea de curent J nu mai este uniformă pe înălțimea h a barei, fiind mult mai mare în zona situată în imediata apropiere a întrefierului decît în zona de la baza crestăturii. Fenomenul de neuniformitate a densității de curent este cu atît mai accentuat, cu cît frecvența curentului care parcurge bara este mai mare. Datorită repartiției neuniforme a densității de curent, rezistența în curent alternativ a barei este sensibil mai mare decît rezistența în curent continuu, iar inductivitatea este mică (§2.19).

Cînd rotorul este în repaus $s=1$, frecvența curenților induși în barele înalte ale coliviei este egală cu frecvența curenților statorici $f_2=f_1$ și fenomenul de neuniformitate a densității de curent este accentuat; aceasta conduce la o rezistență echivalentă a barei relativ ridicată și la o inductivitate relativ mică. În acest caz asupra rotorului se exercită un cuplu de pornire ridicat. Pe măsură ce rotorul se accelerează, frecvența curenților rotorici scade pînă la valori de ordinul 1—2 Hz, pentru care densitatea de curent este practic uniformă pe toată înălțimea barei și rezistența echivalentă scade, ajungînd practic egală cu rezistența în curent continuu a barei. Curentul în bară rămîne practic în fază cu t.e.m. indusă și cuplul dezvoltat rămîne ridicat.

Prin urmare în această variantă constructivă, rezistența echivalentă a rotorului este variabilă în timpul pornirii de la o valoare ridicată la o valoare scăzută, realizîndu-se automat ceea ce are loc la motorul cu rotor bobinat atunci cînd pentru îmbunătățirea caracteristicilor de pornire se conectează în serie în înfășurările de fază ale rotorului rezistențe suplimentare reglabile. La acest motor cuplul de pornire este mai mare decît la motorul

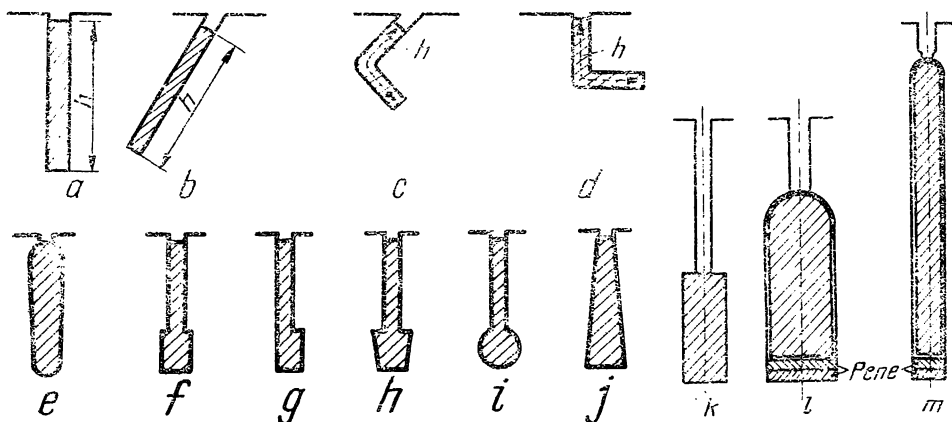
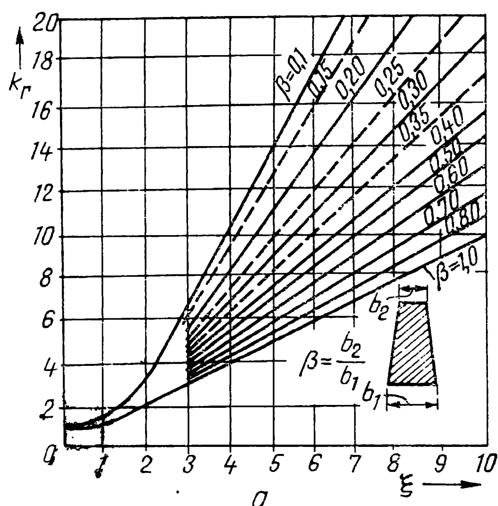


Fig. 3.17. Forme de crestături rotorice ale motorului asincron.



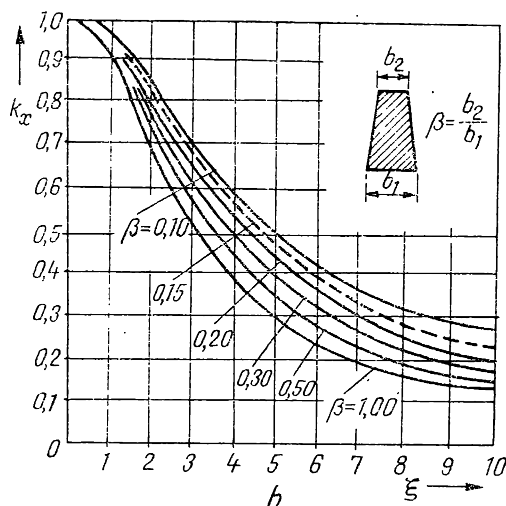


Fig. 3.18. Factorii de modificare a parametrilor rotorici:

a — factorul de mărire a rezistenței k_r; *b* — factorul de reducere a inductivității k_x.

cu colivie normală, $m_p = 1 \div 1{,}5$, pentru același curent de pornire I_p. La conectarea direct la rețea $i_p = 4 \div 7$; capacitatea de suprasarcină este mai mică $m_m = 1{,}6 \div \div 2{,}5$. Are un factor de putere mai mic decît al motorului asincron normal datorită reactanței de scăpări rotorice mai mari, iar randamentul practic se păstrează la aceleași valori, pentru că la turația nominală efectul de refulare al curentului este neglijabil și în consecință pierderile în rotor se păstrează la același nivel.

Motorul cu bare înalte a căpătat o destul de mare răspîndire la puteri mijlocii (de la 10 kW la 200 kW).

Fie R_b rezistența în curent continuu a barei din crestătură, iar R_{2i} rezistența părților din inelele frontale de scurtcircuitare ce revin unei faze; la o frecvență diferită de zero rezistența fazei rotorice raportată la stator este: $R_2' = k_r R_b' + R_{2i}'$, unde k_r este factorul de mărire a rezistenței în curent alternativ, care depinde de materialul conductorului, forma geometrică a crestăturii și frecvență.

Inductivitatea de dispersie este micșorată, curentul din bară fiind refulat înspre deschiderea crestăturii, cu efect de reducere a înălțimii conductorului din crestătură. Pe această bază, se poate scrie o relație similară și pentru reactanța fazei rotorice raportată la stator: $X_{2\sigma}' = k_x X_b' + X_{2i}'$, unde k_x este factorul de reducere a reactanței care depinde de aceleași mărimi ca și k_r. Dependența acestor factori este reprezentată grafic în figura 3.18, în funcție de $\xi = h\sqrt{\frac{\mu_0 \omega_2}{2\rho}}$ numită și *înălțimea de calcul a barei*; s-a presupus că bara umple complet crestătura; pulsația $\omega_2 = s\,\omega_1$. S-a considerat o bară de formă trapezoidală cu raportul bazelor $\beta = \frac{b_2}{b_1}$.

Celelalte tipuri de crestături utilizate se reduc la forma trapezoidală. În figura 3.19 sînt reprezentate două crestături de alte tipuri și crestăturile

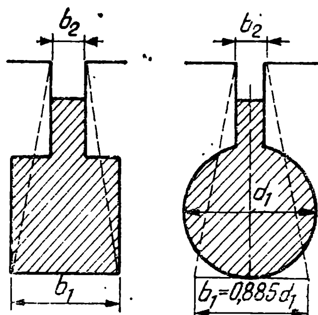


Fig. 3.19. Bare trapezoidale echivalente.

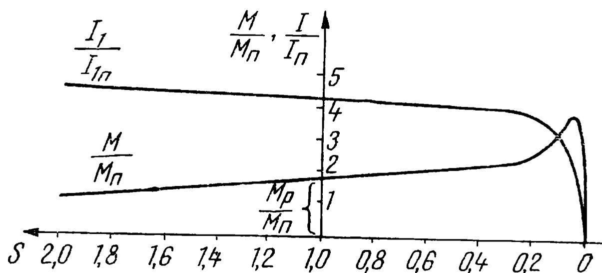


Fig. 3.20. Curentul primar şi cuplul unei maşini de inducţie cu bare înalte.

trapezoidale echivalente. În consecinţă impedanţa rotorică Z'_{2s} raportată la stator se scrie sub forma:

$$\underline{Z}'_{2s} = \frac{R'_{2i} + R'_b k_r}{s} + j\,(X'_{2i} + k_x X'_b) \qquad (3.70)$$

şi curentul absorbit de motor se calculează cu relaţia (3.41) pentru fiecare valoare a alunecării s construindu-se diagrama curentului, care în acest caz nu mai este un cerc. Pe baza relaţiei (3.44) se trasează cuplul electromagnetic în funcţie de alunecare. Pentru $\xi > 2$ se pot admite aproximaţiile: $R'_2 \cong R'_{20}/\sqrt{s}$ şi $X'_2 \simeq X'_{20}/\sqrt{s} + X'_{2i}$ atunci procedînd ca şi la motorul obişnuit, pentru cuplul electromagnetic se pot scrie relaţiile:

$$\frac{M}{M_m} = \frac{2\,(1 + q\sqrt{s_m})}{\sqrt{\frac{s}{s_m}} + \sqrt{\frac{s_m}{s}} + 2q\sqrt{s_m}}; \quad M_m = \frac{3\,U_1^2}{2\,R_1\,\Omega_1 c_1[\sqrt{(1 + a^2)\,(1 + b^2)} + 1 + ab]} \qquad (3.71)$$

unde:

$$\lambda_1 = \frac{R_1}{c_1 R_{20}}; \quad a = \frac{X_{\sigma 0}}{R_1}; \quad b = \frac{X'_{20}}{R_{20}}; \quad s_m = \frac{1 + b^2}{\lambda_1^2 (1 + a^2)}; \quad q = \lambda_1 \frac{1 + ab}{1 + b^2}.$$

Mărimile M_m şi s_m au expresii diferite în raport cu ale motorului asincron normal, cuplul maxim M_m, depinde de rezistenţa rotorică R_{20}.

De la $s = 0$ la $s \simeq 0{,}1$ efectul pelicular este neglijabil şi pentru regimul de lucru locul geometric al curentului I_1 se confundă cu cercul corespunzător parametrilor rotorici cu $k_r = k_x = 1$ după care curbele curentului se dispersează şi apoi converg spre punctul A_∞ ($s = \infty$) de pe cercul corespunzător lui $k_x = 0$.

Mărimile influenţate în cea mai mare măsură de efectul pelicular sînt cuplul şi curentul, reprezentate în figura 3.20. Curentul şi cuplul maxim sînt reduşi faţă de maşina cu colivie, iar raportul m_p este mărit.

3.13.2.2. MOTOARE ASINCRONE CU COLIVII MULTIPLE

Influenţa efectului refulării curentului asupra caracteristicilor maşinii este şi mai pronunţată dacă se utilizează mai multe colivii, fiecare dimensionată pentru un anumit regim. În figura 3.21 sînt prezentate mai multe

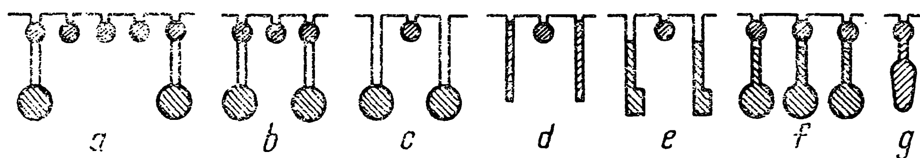


Fig. 3.21. Tipuri de crestături pentru rotorul cu colivii multiple.

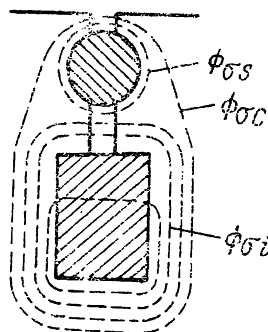


Fig. 3.22. Crestătura și barele coliviei duble.

tipuri de crestături pentru rotorul cu colivii multiple. Cea mai des utilizată este mașina cu două colivii care conduce la caracteristici de pornire mai bune decît ale motorului cu bare înalte. Rotorul posedă două colivii: o colivie superioară, plasată în crestături mai aproape de întrefier, realizată din materialul cu rezistivitate mare (alamă, bronz) și o colivie inferioară plasată spre interior, realizată din cupru (fig. 3.22). Prima colivie are bare de secțiune mai mică, iar cea de-a doua, bare de secțiune mai mare. Între crestăturile primei colivii și crestăturile celei de-a doua colivii se practică istmuri înguste. Coliviile sînt scurtcircuitate frontal de inele diferite în cele mai multe din cazurile practice, dar pot fi scurtcircuitate numai cu un singur inel frontal. Din punctul de vedere al caracteristicilor mașinii nu este o deosebire esențială între cele două cazuri, cu inel comun sau inele separate. Există diferențe din punctul de vedere al rezistenței mecanice, deoarece colivia exterioară se încălzește mai tare și se dilată mai mult decît cea interioară și deci în cazul inelului comun apar eforturi mecanice interne. Din acest motiv mașinile cu inele de scurtcircuitare separate se comportă mai bine.

Barele coliviei superioare — denumită *colivie de pornire* au o rezistență R_{bs} mult mai mare decît rezistența R_{bi} a barelor coliviei inferioare — denumită *colivie de lucru* ($R_{bs} > R_{bi}$). Din figura 3.22 în care sînt reprezentate liniile cîmpului de dispersie ale coliviilor rotorice, se constată că există un flux magnetic de dispersie $\Phi_{\sigma c}$ care se înlănțuie cu barele ambelor colivii, un flux $\Phi_{\sigma s}$ care se înlănțuie cu barele coliviei superioare și un flux $\Phi_{\sigma i}$ care se înlănțuie cu barele coliviei inferioare. Se remarcă că fluxul magnetic $\Phi_{\sigma s}$ trebuie să străbată atît istmul de la periferia rotorului, cît și istmul dintre barele celor două colivii, pe cînd fluxurile $\Phi_{\sigma c}$ și $\Phi_{\sigma i}$ străbat numai un istm. Rezultă $\Phi_{\sigma i} > \Phi_{\sigma s}$ și deci inductivitatea de dispersie $L_{\sigma s}$ corespunzătoare barelor superioare este mai mică decît inductivitatea de dispersie $L_{\sigma i}$ a barelor inferioare ($L_{\sigma i} > L_{\sigma s}$), inegalitate care la aceeași frecvență se păstrează și pentru reactanțe ($X_{\sigma i} > X_{\sigma s}$).

Cele două colivii au caracteristici diferite, care determină și roluri diferite la pornire ca și în funcționarea normală a motorului. Cînd motorul este încă imobil ($s = 1$) frecvența curenților rotorici este egală cu frecvența curenților statorici $f_2 = f_1$ și în acest caz $R_{bs} > X_{\sigma s}$, $R_{bi} < X_{\sigma i}$. Curentul din colivia superioară, care are o rezistență mare și o reactanță de dispersie mică, este aproape în fază cu t.e.m. indusă, deci această colivie va dezvolta un cuplu mare la pornire. Colivia inferioară, avînd o rezistență mică și o reactanță de dispersie mare, este parcursă de curenți defazați aproape în

cuadratură cu t.e.m. indusă și dezvoltă în consecință un cuplu de pornire mic. Pe măsură ce rotorul se accelerează, frecvența curenților rotorici scade, în mod corespunzător, scad reactanțele de dispersie ale celor două colivii, care devin, în funcționarea normală ($f_2 \ll f_1$), practic neglijabile în raport cu rezistențele. Curenții în ambele colivii ajung practic în fază cu t.e.m., în schimb curentul din colivia inferioară va fi mai mare decît curentul din colivia superioară datorită rezistențelor diferite ale celor două colivii. Prin urmare, în funcționarea normală, cuplul electromagnetic principal este dezvoltat de colivia inferioară, de unde și denumirea de colivie de lucru. Motoarele cu dublă colivie au un cuplu de pornire mare $m_p = 1...2$ și un curent de pornire mic $i_p = 3{,}5...5{,}5$. Mărirea cuplului de pornire conduce la mărirea curentului de pornire ($s = 1$); pentru $m_p = 1$; $1{,}5$; 2 avem corespunzător $i_p = 3{,}2 \div 3{,}5$; $3{,}5 \div 3{,}8$; $4{,}5 \div 5$. Faptul că sînt mai sigure în exploatare a determinat o răspîndire mare a lor, se construiesc pe scară largă pînă la 500 kW.

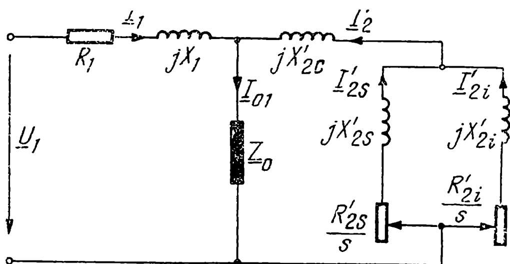


Fig. 3.23. Schema echivalentă a motorului asincron cu dublă colivie în rotor.

În cazul unei mașini cu dublă colivie cu crestături de forma arătată în figura 3.22 cu inele de scurtcircuitare separate schema echivalentă în T este dată în figura 3.23. Impedanța rotorică are expresia:

$$\underline{Z}'_{2s} = j X'_{2c} + \frac{(R'_{2s}/s + j X'_{2s})\,(R'_{2i}/s + j X'_{2i})}{(R'_{2s} + R'_{2i})/s + j\,(X'_{2s} + X'_{2i})} \tag{3.72}$$

și curentul absorbit de motor se calculează cu relața (3.41). Dînd diferite valori alunecării s, se obține locul gemetric al curentului $\underline{I}_1$ care nu mai este un cerc.

Caracteristica cuplului $M=f(s)$ se poate deduce din însumarea cuplurilor $M_s(s)$ corespunzător coliviei superioare și $M_i(s)$ corespunzător coliviei inferioare.

În rezumat se poate preciza că motorul cu dublă colivie permite obținerea cuplului de pornire mare la curent de pornire mic, însă capacitatea lui de suprasarcină m_m, $\cos \varphi_1$ și randamentul η sînt mai mici decît la motorul cu colivie normală. Costul acestui motor este mai ridicat.

Forma ecuațiilor mașinii cu colivii multiple depinde de tipul coliviilor și în consecință și schemele echivalente vor fi diferite. În figura 3.24 se dă structura cîmpului magnetic de scăpări precum și schemele echvalente ale mașinilor cu dublă și triplă colivie pentru diferite tipuri de crestături. La colivie triplă sînt trecuți și parametrii corespunzători coliviei medii.

O comparație a proprietăților diferitelor tipuri de mașini rezultă din reprezentarea curbelor cuplului în funcție de alunecarea pentru regimul de motor, dată în figura 3.25 pentru mașini cu rotor bobinat, cu colivie simplă, cu bare înalte și cu dublă colivie, la mașini de aceeași mărime același curent de pornire și aceleași pierderi în rotor la sarcina nominală se constată că odată cu creșterea cuplului de pornire M_p scade cuplul maxim M_m.

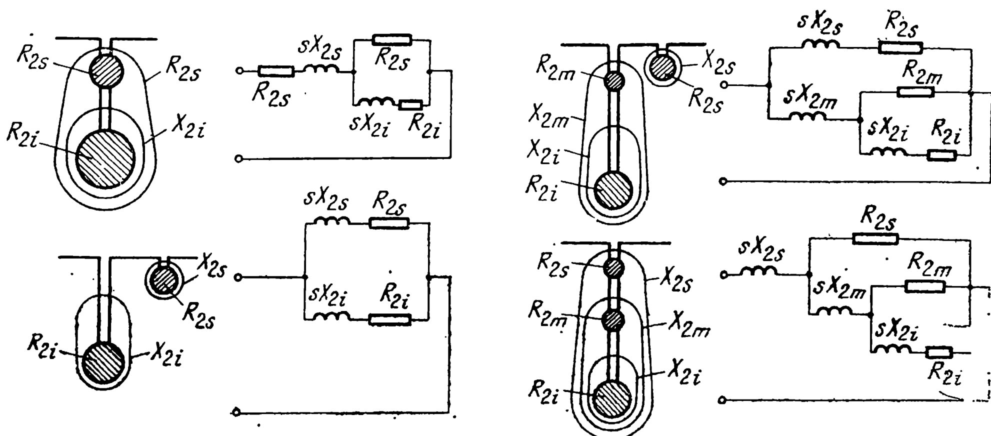


Fig. 3.24. Crestături pentru colivii duble și triple împreună cu schemele echivalente.

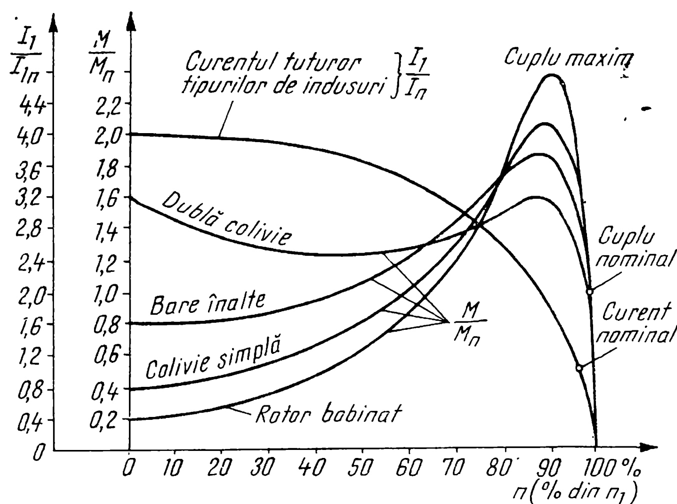


Fig. 3.25. Curentul și cuplul în funcție de turație pentru mașini cu rotoare de diferite tipuri.

3.13.2.3. MOTOARE ASINCRONE CU ROTOR MASIV

La aceste motoare rotorul este omogen realizat din material feromagnetic fără înfășurare pe el. Rotorul masiv joacă rol și de circuit magnetic și de înfășurare, s-ar putea considera formal dintr-o infinitate de bare cu permeabilitatea magnetică μ_{Fe} și rezistivitatea electrică ρ_{Fe}. Este de construcție simplă, are cuplu de pornire ridicat, iar curentul de pornire este relativ mic, însă are o serie de dezavantaje printre care: factor de putere scăzut, alunecare nominală mare și ca urmare pierderi mari în rotor care conduc la un randament scăzut; aceste dezavantaje limitează mult utilizarea acestui motor. Pentru a diminua aceste dezavantaje s-au elaborat mai multe variante constructive: rotor cu crestături înguste ($b_c \simeq 1$ mm) și cu inele din

material cu conductivitate mare dispuse pe părțile frontale, rotor acoperit cu strat subțire de cupru cu sau fără strat feromagnetic exterior. Teoria motorului cu rotor masiv este asemănătoare motorului cu rotor normal, de precizat că parametrii echivalenți R'_{20} și X'_{20} variază în limite largi funcție de saturația rotorului. Impedanța rotorică se poate pune sub forma $\underline{Z}'_{2s} = R'_{20}/\sqrt{s} + j X'_{20}/\sqrt{s}$, conducînd la relații similare celor deduse pentru motorul asincron cu bare înalte.

3.14. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE

3.14.1. PROBLEME GENERALE

Problemele de bază ale pornirii motoarelor electrice sînt puse de mărimea cuplului de pornire și de mărimea șocului de curent la pornire. Pentru ca motorul să poată accelera trebuie să se dezvolte un cuplu mai mare decît cuplul rezistent produs de mecanismul antrenat și de frecări. Într-o serie de cazuri este necesar un cuplu de pornire relativ mare, chiar mai mare decît cuplul nominal.

Pe de altă parte, mărimea curentului de pornire absorbit de la rețeaua de alimentare este limitată de condițiile impuse de rețea. Șocul de curent din primul moment este periculos, deși este de scurtă durată (de ordinul secundelor). Acest șoc de curent este periculos uneori pentru rețeaua electrică, care nu poate suporta curenți atît de mari; în cazul unor motoare puternice și a unei rețele slabe se impune micșorarea curentului de pornire. Șocul de curent este periculos și pentru motor. Pentru a evita aceste dezavantaje se folosesc diferite metode de pornire specifice fiecărui tip de motor. La alegerea metodei de pornire trebuie avute în vedere condițiile impuse de rețeaua de alimentare și de mecanismul acționat de motor. Proprietățile de pornire ale motorului electric se pot caracteriza prin curentul de pornire I_p sau valoarea lui relativă $i_p = I_p/I_n$, cuplul de pornire M_p sau valoarea lui relativă $m_p = M_p/M_n$, caracteristica mecanică a motorului, durata pornirii T_p, pierderile de energie la pornire, încălzirea motorului la pornire, simplitatea și siguranța în funcționare a schemei de pornire.

La pornirea unui motor se disting două procese tranzistorii: unul electric, determinat de conectarea motorului la rețea și un proces mecanic în care motorul trebuie să jungă în regimul staționar. De obicei primul proces durează mult mai puțin decît al doilea și chiar atunci cînd cele două procese încep în același timp, procesul electric tranzitoriu poate fi considerat că are loc practic la viteză constantă.

3.14.2. CALCULUL CARACTERISTICILOR CARE INTERVIN LA PORNIRE

a) *Caracteristica mecanică* pentru motorul asincron cu rotorul bobinat sau cu rotorul în colivie simplă de veveriță, se poate deduce prin puncte, pe baza formulei lui Kloss simplificată și a datelor nominale ale motorului. Punctele caracteristice sînt indicate în continuare. Punctul de mers în gol ideal $s = 0$ și $M = 0$. Punctul de funcționare în sarcină nominală $s_n = (n_1 - n_n)/n_1$ și $M = M_n$. Viteza nominală n_n este indicată pe tăblița mașinii în rot/min, iar turația de sincronism n_1 este numărul imediat superior

vitezei nominale din șirul de numere: 3 000, 1 500, 1 000, 750, 600, 500,... șir obținut din aplicarea succesivă a relației $n_1 = 60 f_1/p$ pentru diferite valori ale numărului de perechi de poli p. Cuplul electromagnetic la punctul nominal $(M)_n$ se calculează cu relația $(M)_n \simeq M_n = P_n/\Omega_n = 30 P_n/(\pi n_n)$, unde P_n este puterea nominală de asemenea indicată pe tăblița mașinii în kW. Punctul corespunzător cuplului maxim $s = s_m$ și $M = M_m$. Alunecarea critică s_m se poate calcula cu formula lui Kloss aplicată pentru punctul nominal $M_n = 2 M_m/(s_n/s_m + s_m/s_n)$ de unde rezultă:

$$s_m = s_n (m_m + \sqrt{m_m^2 - 1}); \quad m_m = M_m/M_n. \tag{3.73}$$

Punctul corespunzător pornirii $s = 1$ și $M = M_p$. Cuplul de pornire M_p se obține din formula lui Kloss pentru $s = 1$:

$$M_p = 2 M_m s_m/(1 + s_m^2). \tag{3.74}$$

Dînd valori intermediare acestor puncte caracteristice, se poate construi caracteristica mecanică pentru motorul asincron. De precizat că factorul de suprasarcină m_m se indică pe tăblița mașinii numai pentru motoarele asincrone cu rotorul în scurtcircuit.

b) *Timpul de pornire* T_p se determină din ecuația mișcării. Dacă M_r este cuplul rezistent, iar J este momentul de inerție redus la rotor al tuturor maselor în mișcare, ecuația mișcării este:

$$J \frac{d \Omega_2}{d t} = M - M_r \tag{3.75}$$

și deci timpul necesar ca mașina să-și modifice viteza unghiulară de la Ω_2' la Ω_2'' este

$$t = J \int_{\Omega_2'}^{\Omega_2''} \frac{d \Omega_2}{M - M_r}. \tag{3.76}$$

Dacă se cunoaște expresia cuplului rezistent M_r în funcție de turație, integrala (3.76) se poate efectua analitic sau grafic în raport de forma funcției $M_r = f(\Omega_2)$.

În cazul în care mașina ar fi pornită în gol și asupra motorului ar acționa un cuplu constant egal cu M_m, turația de sincronism s-ar atinge în timpul T_k, unde:

$$T_k = J \int_0^{\Omega_1} \frac{d \Omega_1}{M_m} = \frac{J}{M_m} \Omega_1. \tag{3.77}$$

Timpul T_k este o constantă a mașinii și se numește *constanta mecanică de timp* la pornirea mașinii în gol, care obișnuit nu depășește 1...2 s.

Deoarece $\Omega_2 = \Omega_1 (1 - s)$, deci $d\Omega_2 = -\Omega_1 ds$, se poate calcula timpul necesar pentru ca mașina, funcționînd în gol, $(M_r = 0)$, să atingă alunecarea s, știind că alunecarea inițială este s_i

$$t = -J \int_{s_i}^{s} \frac{\Omega_1 ds}{2 + 2\lambda s_m} \left(\frac{s}{s_m} + \frac{s_m}{s} + 2 \lambda s_m \right) =$$

$$= \frac{T_k}{2 + 2\lambda s_m} \left[\frac{s_i^2 - s^2}{2 s_m} + (s_i - s) 2 \lambda s_m + s_m \ln \frac{s_i}{s} \right], \tag{3.78}$$

cu această relație se pot construi curbele $n_2/n_1=f(t)$ pentru s_i, T_k, λ și s_m dați. În cazul pornirii de la $n_2=0$ la $n_2=n_{20}$ atunci $s_i=1$ și $s=s_0$ (s_0 alunecarea la mersul în gol).

c) *Căldura dezvoltată la pornire.* În timpul pornirii se dezvoltă căldură atît în înfășurarea primară cît și în cea secundară. Energia W_2 transformată în căldură în rotor la pornire în gol a mașinii ($M_r=0$) este:

$$W_2 = m_2 R_2 \int_{t_i}^{t} I_2^2 \, \mathrm{d}t = \int_{t_i}^{t} \Omega_1 M s \, \mathrm{d}t = \int_{\Omega_{2i}}^{\Omega_2} J s \, \Omega_1 \, \mathrm{d}\Omega_2 =$$

$$= -\int_{s_i}^{s} J \Omega_1^2 s \, \mathrm{d}s = \frac{1}{2} J \Omega_1^2 (s_i^2 - s^2). \tag{3.79}$$

Energia transformată în căldură la pornire de la turația $n_2=0$ pînă la sincronism $n_2=n_1$, este: $W_2=\dfrac{J\Omega_1^2}{2}$, adică egală cu energia cinetică a maselor antrenate.

La frînare prin contracurent ($s_i=2$ și $s=1$ se obține $W_2=3\cdot\dfrac{J\Omega_1^2}{2}$, iar la reversarea vitezei ($s_i=2$ și $s=0$), $W_2=4\cdot\dfrac{J\Omega_1^2}{2}$.

Energia W_1 transformată în căldură, în înfășurarea primară, se poate calcula din expresia curentului primar I_{1n} în ipoteza neglijării curentului de mers în gol I_{10} față de curenții din înfășurări în timpul pornirii ($\underline{I}_1 \cong -\underline{I}_2'$), pierderile în înfășurări sînt proporționale cu rezistențele; rezistența înfășurării secundare fiind raportată la primar, deci $W_1/W_2=R_1/R_2'$. Energia totală primită de motor și transformată în căldură este $W=W_1+W_2$.

Se constată că în perioada pornirii în gol, rotorul primește o cantitate de energie din care jumătate este transformată în căldură, iar jumătate apare sub formă de energie cinetică în masele antrenate.

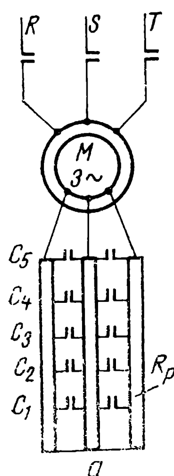
3.14.3. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE CU ROTOR BOBINAT

Pentru micșorarea curenților de pornire și creșterea cuplului de pornire se conectează la bornele rotorice un reostat reglabil conform schemei din figura 3.26,*a*.

Cum s-a arătat la studiul cuplului electromagnetic al mașinii asincrone, caracteristica $M(s)$ poate fi modificată prin introducerea unei rezistențe R_p în circuitul rotoric, astfel se modifică alunecarea s_m corespunzătoare cuplului maxim. Alegînd o rezistență de pornire de valoare suficient de mare se poate obține o alunecare critică care să asigure o caracteristică de pornire convenabilă, cu cuplu de pornire ridicat și un curent mic (curba *p*). Pe măsură ce rotorul se accelerează se poate modifica succesiv caracteristica cuplului prin scurtcircuitarea unei porțiuni de reostat cu ajutorul contactelor $C_1 \ldots C_5$ (fig.3.26,*a*) obținîndu-se caracteristicile 1...5 din figura 3.26,*b*. Treptele de rezistență se pot alege astfel încît să se asigure în timpul pornirii menținerea cuplului între limitele $M_{min} \ldots M_{max}$ (caracteristica $M(s)$ pe care o parcurge motorul este desenată cu linie îngroșată în figura 3.26,*b*). După scurtcircuitarea integrală a reostatului rotoric, motorul continuă să fun-

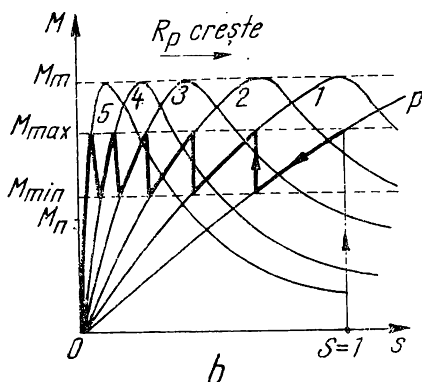
cționeze pe caracteristica sa naturală. Procesul pornirii are loc în modul următor. În primul moment al pornirii rezistența suplimentară este mare, asigurînd un cuplu de pornire M_{max} mai mare decît cel rezistent M_r. Rotorul începe să accelereze și alunecarea s scade. Cuplul dezvoltat de motor scade conform curbei p pînă la valoarea M_{min}, cînd rezistența R_p se micșorează prin închiderea contactelor C_1. Punctul de funcționare trece pe noua caracteristică 1 corespunzătoare noii valori a rezistenței R_p și cuplul care se exercită asupra rotorului devine M_{max}. Punctul de funcționare se deplasează pe caracteristica 1 pînă cînd cuplul devine egal cu M_{min} și procesul continuă pînă cînd motorul funcționează pe caracteristica naturală în care caz rezistența R_p este scurtcircuitată de contactele $C_1...C_5$. Procesul tranzitoriu de pornire durează pînă la $M = M_r$ cînd rotorul se învîrtește cu turație constantă.

La pornirea cu reostat în circuitul rotoric, motorul asincron cu inele de contact are caracteristici de pornire bune. Astfel se poate menține în tot timpul pornirii un cuplu ridicat, ceea ce reduce durata pornirii. În același timp valoarea curentului de pornire se poate menține la valori moderate în tot timpul procesului de pornire, deci conectarea motorului la o rețea de putere mică nu va influența mult regimul de funcționare al motorului.



La pornirea unui motor electric procesele tranzitorii electromagnetice se desfășoară într-un interval de timp mult mai mic în raport cu cele mecanice, deci se poate admite că pentru fiecare valoare a vitezei de rotație din intervalul de pornire, curenții, tensiunile și fluxurile au valorile din regimul staționar pentru viteza de rotație considerată. Din acest motiv expresiile mărimilor electromagnetice sînt cele din regim permanent.

Dimensionarea reostatului de pornire se face pe baza limitelor I_{2max} și I_{2min} între care se admite să varieze curentul în intervalul pornirii. Cu cît aceste limite sînt mai apropiate, cu atît pornirea este mai fină, dar crește numărul de trepte. În general se admite pentru limite: $I_{2max} = (1,4 \div 2)\ I_{2n}$ și $I_{2min} = (1,01 \div 1,1)\ I_{2n}$. Rezistența întregului reostat se determină astfel încît la $s = 1$ să rezulte $I_2 = I_{2max}$. În momentul trecerii pe alt plot



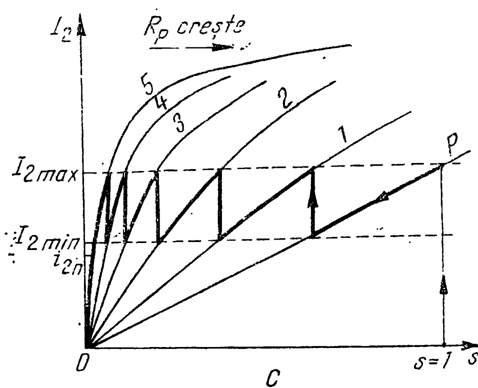


Fig. 3.26. Pornirea motorului asincron cu rotorul bobinat:
a — schema de pornire; *b* — caracteristicile cuplului; *c* — caracteristicile curentului.

($I_2 = I_{2min}$) curentul crește repede la valoarea maximă; în figura 3.26,*c* se prezintă variația curentului în procesul pornirii. Reostatele de pornire cuprind de obicei elemente rezistoare metalice, realizate cu conductoare rotunde sau plate, din materiale cu rezistivitate ridicată, cromnichel, oțel electrotehnic, fontă etc. Ele pot fi răcite cu apă, ulei sau nisip. Treptele reostatului se comută cu ajutorul unor comutatoare cu ploturi, a unor controlere sau a unor contactoare. Se folosesc uneori și reostate cu lichid, constînd din plăci metalice care se confundă mai mult sau mai puțin într-o baie conținînd o soluție apoasă de hidroxid de sodiu. Reostatele de pornire sînt dimensionate pentru o funcționare de scurtă durată și deci nu pot fi ținute sub curent prea mult timp. Uneori motoarele cu inele de contact sînt prevăzute cu un dispozitiv de scurtcircuitarea inelelor și ridicarea periilor de pe inele, care se manevrează după ce a fost scurtcircuitat reostatul de pornire. Acest dispozitiv micșorează pierderile în regim normal de funcționare și micșorează uzura, periilor însă mărește costul mașinii, îngreunează manevrarea la pornire și nu permite automatizarea procesului de pornire.

La pornirea motorului cu inele de contact trebuie să se verifice în prealabil dacă comutatorul reostatului de pornire este pe poziția de rezistență maximă, iar dacă mașina are dispozitiv de scurtcircuitare a inelelor de contact acesta să fie adus în poziția deschis. După conectarea motorului la rețeaua de alimentare rezistența reostatului de pornire se reduce treptat observîndu-se ca în perioada pornirii curentul absorbit de motor să nu depășească valoarea maximă, această operație poate fi ușor automatizată.

La motoarele cu inele colectoare, obișnuit, reostatul este separat de mașină. Dacă reostatul se plasează pe rotorul mașinii împreună cu dispozitive centrifugale de scurtcircuitare succesivă, atunci se pot evita inelele de contact. Schema unui astfel de rotor este dată în figura 3.27. Tot în vederea evitării inelelor de contact și a reostatelor, s-au executat mașini la care înfășurarea fiecărei faze constă din două părți egale sau inegale, plasate în aceleași crestături sau în crestături diferite. La pornire cele două părți ale fiecărei faze sînt conectate în opoziție. Aceasta conduce la reducerea reactanței, la mărirea rezistenței de fază și tensiunea de fază constă din diferența tensiunilor induse în cele două părți. După pornire, un dispozitiv automat acționat centrifugal, realizează scurtcircuitarea părților înfășurării. O astfel de schemă este prezentată în figura 3.28, în care cele două părți a' și a'' ale fiecărei faze sînt inegale.

În astfel de cazuri, de obicei, cele două părți se plasează în aceleași crestături. În cazul plasării în crestături diferite cele două părți a' și a''

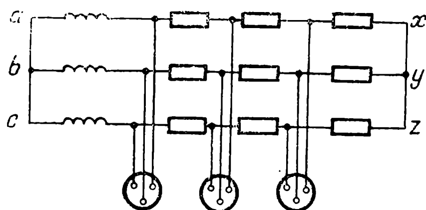


Fig. 3.27. Schemă de rotor cu dispozitive centrifugale de scurtcircuitare a rezistenței de pornire.

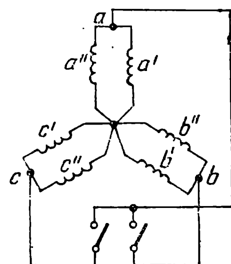


Fig. 3.28. Pornirea prin conectarea inversă a părților componente ale unei faze rotorice.

pot fi egale, tensiunea necesară pentru stabilirea curentului prin înfășurări fiind dată de diferența tensiunilor cu valori egale, dar faze diferite, induse în cele două jumătăți.

O altă posibilitate constă în executarea în rotor a două înfășurări separate, dintre care una este înfășurarea de pornire și are o rezistență mare, iar a doua este înfășurarea de lucru și are o rezistență mică. Înfășurarea de lucru este deschisă pe durata pornirii și se scurtcircuitează după ce motorul a pornit.

3.14.4. PORNIREA MOTOARELOR CU ROTOR ÎN COLIVIE

Motoarele cu înfășurare pe rotor tip colivie (rotorul în scurtcircuit) se pornesc în diferite moduri, determinate de puterea mașinii și de condițiile de exploatare a instalațiilor acționate. Această variantă a rotorului este mai simplă din punct de vedere constructiv și tehnologic, mai robustă și mai sigură în exploatare. Totuși acest rotor prezintă și dezavantaje: pentru îmbunătățirea condițiilor de pornire nu se pot introduce rezistențe suplimentare în serie cu înfășurarea rotorică, cuplul de pornire este relativ scăzut, iar șocul de curent este mare de ordinul $(6 \div 7)\, I_{1n}$. De aceea, cuplarea directă a acestor motoare la rețeaua de alimentare este permisă numai în cazul în care puterea de scurtcircuit a rețelei este foarte mare și prin pornirea directă a motorului asincron, nu se produc căderi mari de tensiune în rețea. La motoarele asincrone de puteri relativ mari cu rotorul în scurtcircuit pentru limitarea curentului de pornire, în cazul în care puterea rețelei de alimentare este de ordinul puterii motorului se folosesc mai multe metode.

Pornirea stea triunghi. Înfășurările de fază statorice care în funcționare sînt conectate în triunghi, se leagă la pornire în stea. Condiția de pornire este ca tensiunea de fază a motorului U_f să fie egală cu tensiunea de linie a rețelei U_{lr}, adică $U_f = U_{lr}$. Dacă la pornire înfășurările sînt conectate în stea atunci curentul de pornire pe linie este $I_{p\lambda} = U_{lr}/Z_k\sqrt{3}$. Dacă înfășurările ar fi conectate în primele momente ale pornirii în triunghi, atunci curentul pe linie ar fi $I_{p\Delta} = U_{lr}\sqrt{3}/Z_k$.

Deci $I_{p\Delta}/I_{p\lambda} = 3$ și $M_{p\Delta}/M_{p\lambda} = 3$. Curentul de linie și cuplul de pornire se reduc la o treime din valoarea pe care o au la conexiunea în triunghi. După ce turația motorului a atins valori suficient de mari se comută înfășurările în triunghi. În figura 3.29 se prezintă schema electrică a pornirii stea-triunghi. Pornirea stea-triunghi se folosește la motoare de puteri pînă la 150—200 kW și tensiuni pînă la 3 kV.

Pornirea cu transformator sau autotransformator. Între rețea și motor se intercalează în perioada pornirii un transformator sau un autotransformator (fig. 3.30), cu ajutorul căruia se reduce tensiunea aplicată motorului pînă la $0{,}7 \div 0{,}5$ din tensiunea nominală, după valoarea curentului, respectiv a cuplului de pornire dorit. Cuplul de pornire și curentul absorbit din rețeaua de alimentare variază proporțional cu pătratul tensiunii, respectiv cu tensiunea aplicată motorului, prin urmare cuplul scade sensibil cu scăderea tensiunii.

Intercalarea de impedanțe în circuitul statoric. Se folosesc fie rezistoare, fie bobine. În primul caz rezultă pierderi de energie mari în timpul pornirii. Prin utilizarea bobinelor trifazate de inducție în primele momente

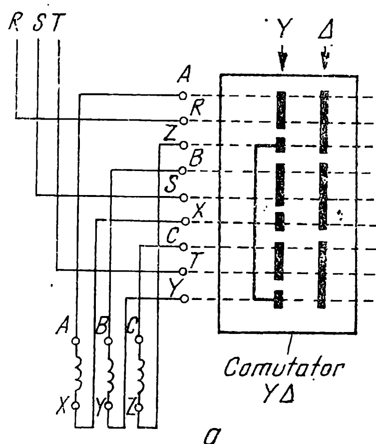


Fig. 3.29. Schema de principiu a unui comutator stea-triunghi (*a*) și variația curentului și cuplului la pornire (*b*).

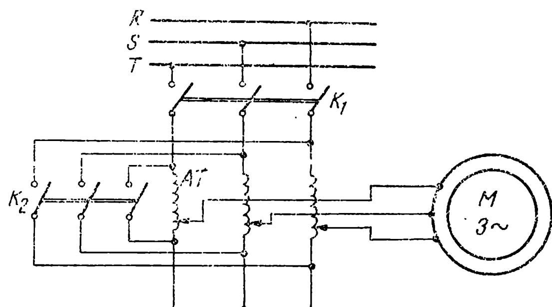


Fig. 3.30. Pornirea motorului asincron cu autotransformator.

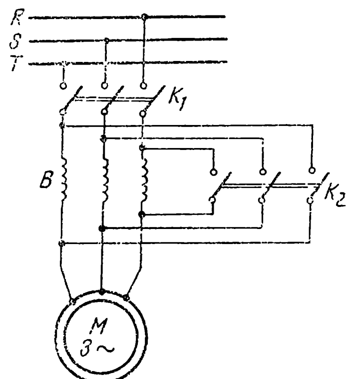


Fig. 3.31. Intercalarea de impedante în circuitul statoric la pornirea motorului asincron.

ale pornirii se aplică o tensiune mai redusă decît tensiunea nominală, rezultînd un curent de pornire mai redus. Cuplul la pornire scade foarte mult și metoda se aplică numai motoarelor care pornesc în gol (fig. 3.31).

Motorul cu două statoare constă din două mașini cu un singur arbore și o înfășurare în colivie comună, cum se indică în figura 3.32. Barele coliviei sînt unite între ele la capete prin inele de scurtcircuitare, iar la mijloc între cele două statoare, prin inele cu rezistență mai mare *m*. Curenții din bare depind de poziția celor două cîmpuri magnetice învîrtitoare față de rotor. Unul din cele două statoare se poate roti cu un pas polar, ast-

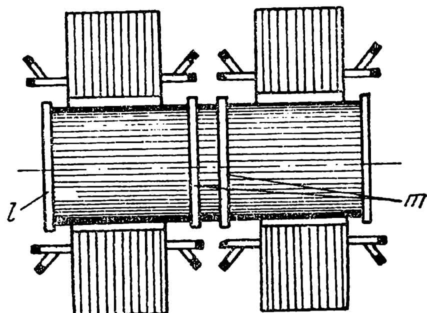


Fig. 3.32. Motor asincron cu două statoare: *l* — inel de scurtcircuitare; *m* — inele de scurtcircuitare cu rezistență mărită.

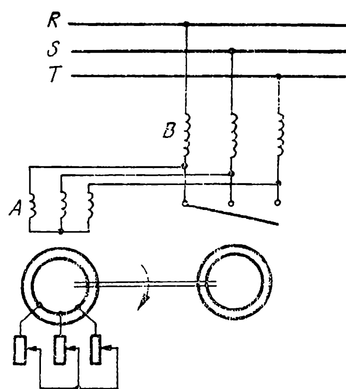


Fig. 3.33. Pornirea cu ajutorul unui motor auxiliar.

fel că se poate modifica poziția (decalarea) cîmpurilor magnetice în raport cu aceeași generatoare. Dacă cîmpurile magnetice după o aceeași generatoare sînt de polarități opuse, atunci curenții din cele două colivii sînt opuși și se închid prin inelul comun *m* cu rezistență mare, cum este cazul pornirii. Dacă cîmpurile magnetice învîrtitoare au aceeași polaritate, curenții secundari ai celor două mașini au aceleași sensuri și se închid prin inelele frontale cu rezistență mică, aceasta este situația în regim staționar. Acest motor se comportă la pornire ca și un motor cu inele de contact pornit cu reostat. Motorul se utilizează în cazuri speciale.

Pornirea cu motor auxiliar se utilizează în cazurile în care la mașini mari nu se pot utiliza metode de pornire prin modificarea tensiunii de alimentare, iar pornirea pe partea rotorului cu ajutorul rezistoarelor este dificilă din cauza tensiunii ridicate (peste 2000 V) dintre inele la $s=1$. Mașina se pune în mișcare cu ajutorul unui motor auxiliar, de obicei cu număr de poli mai mic decît al motorului principal. Mașina auxiliară *A* se pornește cu reostat și este alimentată în serie cu înfășurarea statorică a mașinii principale *B*, care are înfășurarea rotorică scurtcircuitată. Schema conectării este dată în figura 3.33. În primul moment, tensiunea se repartizează în cea mai mare măsură pe înfășurarea statorică a mașinii *A*. Pe măsură ce grupul își mărește turația, tensiunea repartizată pe înfășurarea motorului principal crește, deoarece impedanța echivalentă a mașinii principale *B* crește mai repede decît a mașinii auxiliare *A*. După ce s-a atins turația de regim, mașina *A* se poate scurtcircuita în stator. Aceste două mașini se pot combina în una singură, executînd cu două înfășurări în stator și două în rotor, una pentru pornire și una pentru funcționare. În rotor se poate utiliza însă o singură înfășurare în scurtcircuit de o formă specială.

Pornirea cu cuple centrifugale se realizează prin montarea unei cuple între motor și mașina antrenată; cele două părți ale cuplei pot aluneca una față de cealaltă, forța de frecare depinzînd de turație. Mecanismul utilizează forța centrifugă. În stare de repaus, cuplul rezistent este mic, astfel că se pot utiliza metode simple de pornire. Cînd turația atinge valoarea de regim, cupla acționează și începe să transmită cuplul corespunzător acționării. Trebuie controlată încălzirea cuplei pentru că energia transformată în căldură depinde de momentul de inerție al maselor antrenate.

3.15. REGLAREA TURAȚIEI MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE

Problema reglării turației are o mare importanță practică; într-o serie întreagă de ramuri industriale este necesară o reglare a turației în limite relativ largi, reglare continuuă și economică. În privința reglării turației motorul asincron este depășit de motorul de curent continuu și aceasta cu atît mai categoric cu cît limitele de reglare sînt mai mari. În direcția îm-

bunătățirii caracteristicilor de reglare ale motorului asincron s-au efectuat numeroase cercetări. Totuși motorul asincron cu toate avantajele sale nu a reușit să înlocuiască motorul de curent continuu în acele domenii cu cerințe înalte de reglare a turației. Expresia turației motorului asincron este:

$$n_2 = 60\, f_1\,(1 - s)/p \tag{3.80}$$

Din această relație rezultă că turația motorului se poate regla prin modificarea numărului de poli p, prin modificarea frecvenței de alimentare f_1 sau prin modificarea alunecării s.

a) *Modificarea numărului de poli* permite reglarea în trepte a turației motorului asincron. La o frecvență dată f_1, prin schimbarea numărului p de perechi de poli ai înfășurării, se poate schimba viteza de sincronism n_1 și deci și viteza rotorului n_2. Modificarea numărului de poli în raportul 1:2 sau 2:1 se face relativ ușor, obținîndu-se motorul asincron cu două viteze, fabricat și la noi în țară. Schimbarea numărului de poli se face prin modificări de conexiuni ale înfășurării statorice, cea mai cunoscută fiind înfășurarea tip Dahlander. În figura 3.34 se prezintă schemele de principiu pentru schimbarea numărului de poli.

Motorul cu două viteze (fig. 3.35) este prevăzut cu o înfășurare statorică executată din cîte două jumătăți pe fiecare fază (pentru faza A cele două jumătăți sînt V_1V_2 și V_3V_4). Jumătățile de înfășurare de pe fiecare fază pot fi conectate în serie (fig. 3.35) sau paralel în opoziție (fig. 3.36,*b*). La conectarea în serie numărul de poli este dublu față de conectarea paralel în opoziție așa cum rezultă și din spectrele cîmpurilor magnetice pentru o fază prezentată în figurile 3.35, *a* și 3.36,*a*. De la numărul de perechi de poli p la conexiunea stea (fig. 3.35,*c*) sau triunghi (fig. 3.35,*d*), cînd cele două jumătăți de înfășurare sînt conectate în serie, se trece la conexiune dublă stea (fig. 3.36,*c* și *d*) prin legarea paralel în opoziție a celor două jumătăți de înfășurare obținîndu-se $p/2$ perechi de poli.

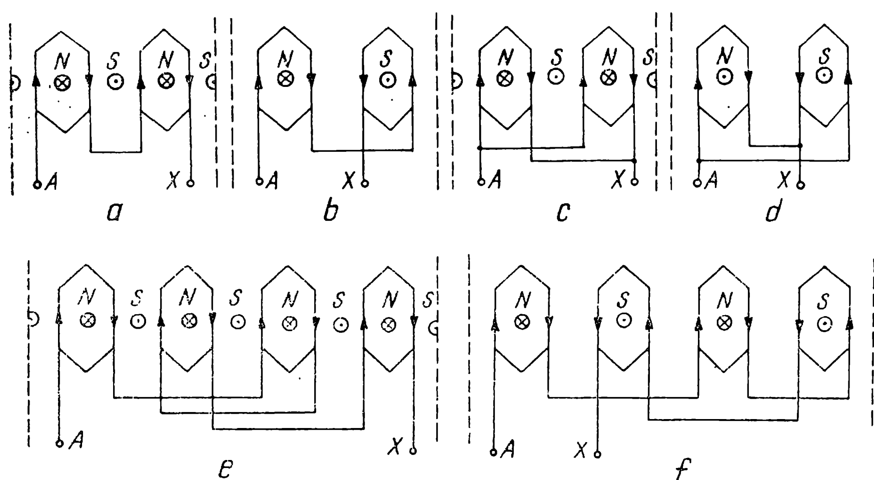


Fig. 3.34. Modificarea numărului de poli ai mașinii asincrone:

a — înfășurare tetrapolară a unei faze (bobine înseriate); *b* — înfășurarea bipolară a aceleiași faze; *c* — înfășurarea tetrapolară a unei faze (bobine conectate în paralel); *d* — înfășurarea bipolară a fazei de la punctul *c*; *e* — înfășurarea cu opt poli a unei faze; *f* — înfășurarea cu 4 poli a fazei de la punctul *e*.

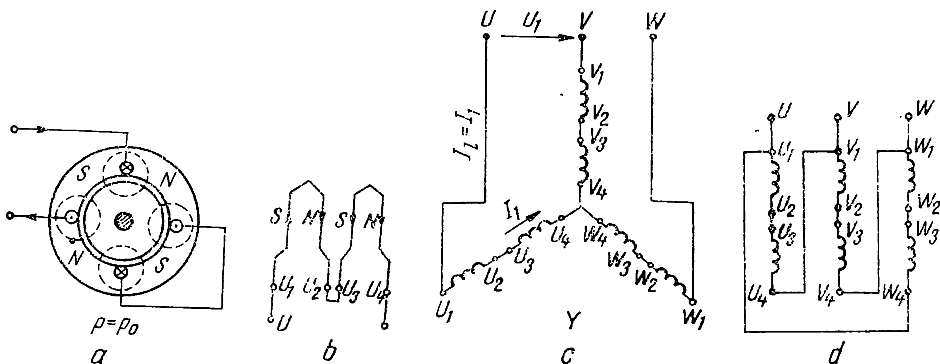


Fig. 3.35. Înfășurarea Dahlander pentru numărul mare de poli (p_0):

a — liniile cîmpului magnetic pentru $p = 2$; *b* — jumătățile de înfășurare conectate în serie; *c* — conexiunea stea; *d* — conexiunea triunghi.

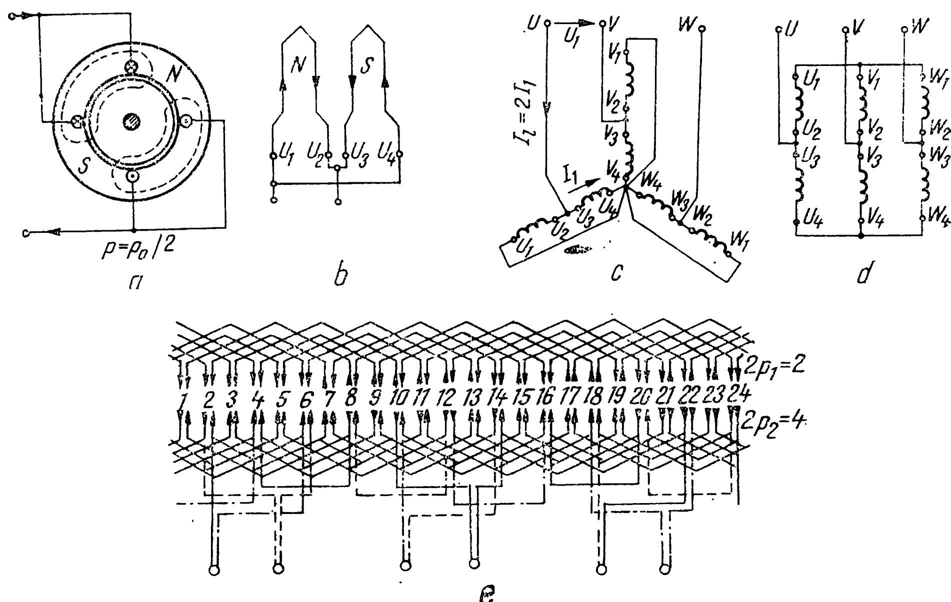


Fig. 3.36. Înfășurarea Dahlander pentru numărul mic de poli ($p_0/2$):

a — liniile cîmpului magnetic pentru $p = 1$; *b* — jumătățile de înfășurare conectate în paralel; *c* și *d* — conexiunea dublă stea; *e* — înfășurarea Dahlander cu $Z_1 = 24$.

Trecerea de la conexiunea stea la conexiunea dublă stea se realizează la cuplu constant. Într-adevăr, notînd cu I_1 curentul printr-o jumătate de înfășurare a unei faze statorice atunci la conexiunea stea curentul de linie $I_l = I_1$, iar pentru conexiunea dublă stea $I_l = 2\,I_1$; factori de putere egali în cele două montaje, puterea activă $P_1 = 3\,U_l I_l \cos\varphi$ se dublează la conexiunea dublă stea la care avem o turație de două ori mai mare, deci la același curent I_1 cuplul dezvoltat de motor $M_2 \simeq P_1/2\,\pi n_1$ rămîne constant (n_1 în rot/s). Trecerea de la turația mare la turația mică are loc printr-un

regim de frînare recuperativă (fig. 3.37), punctul de funcționare A' la turația mare, trece inițial la turația constantă în B pe noua caracteristică și mașina funcționează în regim de generator pînă atinge noua viteză de sincronism (punctul B') după care trece din nou în regim de motor ajungînd în noul punct de funcționare staționară A'' (dacă cuplul rezistent M_r este constant în raport cu turația).

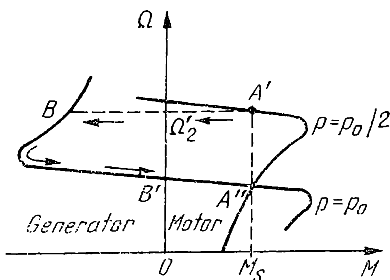


Fig. 3.37. Caracteristicile mecanice ale motorului cu două viteze.

Trecerea de la conexiunea triunghi la conexiunea în dublă stea are loc la putere practic constantă. Presupunînd egalitatea factorilor de putere pentru ambele conexiuni se obține puterea activă P_1' pentru conexiunea triunghi (fig. 3.35,*d*) sub forma:

$$P_1' = \sqrt{3}\ U_l\, I_l \cos \varphi_1 = \sqrt{3}\ U_l \sqrt{3}\ I_1 \cos \varphi_1 = 3\ U_l\, I_1 \cos \varphi_1 \quad (3.81)$$

iar puterea activă absorbită de motor pentru conexiunea dublă stea P_1'', se obține:

$$P_1'' = \sqrt{3}\ U_l I_l \cos \varphi_1 = \sqrt{3}\ U_l \cdot 2 I_1 \cos \varphi_1 = 2\sqrt{3}\ U_l\, I_1 \cos \varphi_1. \quad (3.82)$$

Cele două puteri sînt apropiate la același curent I_1, adică $P_1' \simeq P_1''$.

La motoarele cu comutarea numărului de poli în stator se folosesc de regulă rotoare cu colivie. Dacă rotorul s-ar realiza cu inele de contact, schimbarea numărului de poli în stator ar implica modificarea, în același fel, și a numărului de poli în rotor, ceea ce ar mări numărul de inele colectoare.

Cînd se schimbă numărul de poli la o înfășurare de curent alternativ, se modifică în general caracteristicile înfășurării (w_1, k_{w1}, y) și inducția din întrefier, aceasta conduce și la modificarea caracteristicilor motorului. Convenim să notăm cu (′) mărimile corespunzătoare numărului mare de poli și cu (″) mărimile corespunzătoare numărului mic de poli.

T.e.m. indusă la înfășurarea statorică $E_1 = 4{,}44\ f_1 w_1 k_{w1} \Phi_m$ unde $\Phi_m = \frac{2}{\pi} B_\delta \tau\, l_i = D B_\delta\, l_i/p$ și neglijînd căderea de tensiune pe impedanța statorică se poate scrie $U_1 \simeq E_1$, aplicînd aceste relații la cele două numere de perechi de poli p' și p'' se obține raportul inducțiilor magnetice din întrefier:

$$\frac{B_\delta'}{B_\delta''} \simeq \frac{U_1'}{U_1''} \cdot \frac{k_{w1}'' w_1'' p'}{k_{w1}' w_1' p''}. \quad (3.83)$$

Valorile acestui raport se pot determina avîndu-se în vedere toți factorii de care depinde.

Se pot scrie cu aproximație raporturile cuplurilor maxime M_m' și M_m'' considerînd $R_1 \simeq 0$ în relația (3.47), știut fiind că reactanțele de scăpări $X_{\sigma 1}$ și $X_{\sigma 2}'$ sînt proporționale cu w_1^2/p, adică $X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}' = k\, w_1^2/p$

$$\frac{M_m'}{M_m''} \simeq \left(\frac{B_\delta'}{B_\delta''}\right)^2 \cdot \left(\frac{k_{w1}''}{k_{w1}'}\right)^2 \cdot \frac{p''}{p'} \quad (3.84)$$

Dacă la turaţia mică se alege o inducţie magnetică B''_δ mai mare şi un factor de înfăşurare $k''_{w1} \simeq 0{,}7$, iar $k'_{w1} \simeq 1$ şi $p'' = 2p'$ atunci cuplul dezvoltat de motor este mai mare la numărul mare de poli.

Raportul dintre curenţii de pornire pe fază este aproximativ (U'_1/U''_1) (p'/p'') $(w''_1/w'_1)^2$, pentru a obţine raportul curenţilor de linie la pornire $(s = 1)$ se amplifică raportul de mai sus cu U'_1/U''_1 şi se obţine:

$$I'_p/I''_p = \left(\frac{B'_\delta}{B''_\delta}\right)^2 \left(\frac{k'_{w1}}{k''_{w1}}\right)^2 \left(\frac{p''}{p'}\right)^2. \tag{3.85}$$

Raportul dintre capacităţile de suprasarcină este:

$$\frac{m'_m}{m''_m} = \frac{M''_n}{M'_n} \cdot \left(\frac{B'_\delta}{B''_\delta}\right)^2 \left(\frac{k'_{w1}}{k''_{w1}}\right)^2 \left(\frac{p'}{p''}\right). \tag{3.85'}$$

Relaţiile stabilite mai sus au un caracter aproximativ, însă prezintă interes în aprecierea comportării funcţionale a motorului.

Pentru a obţine mai multe trepte de turaţie pe stator se prevede fie o înfăşurare, care permite ca prin conectarea în diferite moduri a bobinelor componente să se obţină 3,4 sau mai multe numere de perechi de poli, fie mai multe înfăşurări (de obicei două) dintre care una se realizează cu comutarea în raportul 2:1 a numărului de poli. Se realizează astfel motoare cu turaţiile sincrone de 3000:1500:1000 rot/min şi 3000:1500:1000:500 rot/min. Folosirea motoarelor cu mai multe trepte de viteză permite simplificarea acţionării. Aceste motoare sînt însă mai scumpe, au gabarite mai mari în raport cu motoarele asincrone obişnuite şi necesită un aparataj de comutaţie special.

La turaţia mai mică eficienţa autoventilaţiei scade şi deci densităţile de curent în înfăşurări trebuie alese corespunzător.

Schemele pentru cuplu constant sînt utilizate în acţionările la care domină cuplurile de frecare: schemele pentru putere constantă sînt utilizate la motoarele de acţionare a maşinilor unelte, deoarece la viteze mici cuplul este mai mare decît la viteze mari; schemele pentru cuplu variabil sînt utilizate la motoarele de acţionare a mecanismelor cu caracteristică tip ventilator.

b) *Modificarea frecvenţei de alimentare* se poate aplica numai cînd motorul asincron este alimentat de la un convertizor de frecvenţă. Variaţia frecvenţei în limite largi se poate obţine cu ajutorul convertizoarelor statice (ionice sau cu tiristoare). Se vor examina cîteva aspecte cu privire la funcţionarea motorului asincron la frecvenţă variabilă.

Tensiunea şi frecvenţa nu pot fi variate în mod independent una de alta. Într-adevăr neglijînd căderile de tensiune statorice, rezultă:

$$U_1 \simeq E_1 = 4{,}44\, f_1\, w_1\, k_{w1}\, \Phi_m = k_1 f_1\, \Phi_m. \tag{3.86}$$

Fluxul magnetic Φ_m determină starea de saturaţie a miezului magnetic al maşinii. Dacă s-ar scădea frecvenţa la tensiunea de alimentare U_1 constantă, ar rezulta o creştere a fluxului Φ_m şi deci o saturare puternică a miezului magnetic, ceea ce conduce la înrăutăţirea caracteristicilor (creşte curentul de magnetizare şi cresc pierderile în fier). Pentru a nu se ajunge la o saturaţie excesivă a circuitului magnetic este necesară modificarea simultană a tensiunii U_1 şi a frecvenţei f_1, adică $U_1/f_1 =$ const. Această ultimă relaţie se adoptă la scăderea frecvenţei sub valoarea nominală. La creşterea frecvenţei f_1 peste valoarea nominală tensiunea se măreşte mai puţin

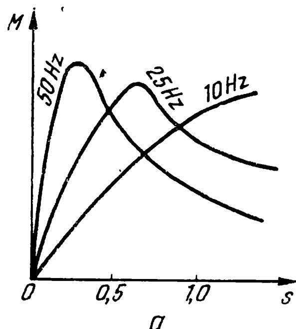


Fig. 3.38. Caracteristicile mecanice pentru $U_1/f_1 = \text{const.}$ (*a*) și schema bloc pentru alimentarea motorului asincron la tensiune și frecvență variabilă (*b*).

decît proporțional cu frecvența sau chiar se menține constantă, pentru a nu depăși nivelul admis al pierderilor în fier și pentru a nu solicita suplimentar izolația, respectiv semiconductoare din instalația de alimentare

Din formula lui Kloss pentru alunecări mici $s < s_m$ rezultă relația aproximativă: $M \simeq 2\, M_m\, s/s_m$. Dacă în expresia cuplului maxim M_m și a alunecării s_m se neglijează rezistența R_1, atunci se obțin relațiile:

$$M_m \simeq k_1\, U_1^2/f_1^2; \quad s_m \simeq k_3/f_1 \tag{3.87}$$

și deci $M = k_4 U_1^2\, s/f_1$, cu condiția suplimentară $U_1/f_1 = \text{const.}$ rezultă forma de variație a cuplului electromagnetic M pentru alunecări mici $M = k_5\, f_1\, s$; panta inițială a caracteristicii cuplului $M = f(s)$ variază proporțional cu frecvența f_1.

În figura 3.38,*a* s-au reprezentat caracteristicile cuplului unui motor asincron normal alimentat cu tensiune și frecvență variabilă ($U_1/f_1 = \text{const.}$), iar în figura 3.38,*b* este prezentată o schemă bloc pentru alimentarea unui motor asincron la tensiune și frecvență variabilă, invertorul care se utilizează este cu frecvența reglabilă *IFR*, alimentarea se face dintr-un redresor comandat *RC*. Modificînd concomitent frecvența invertorului și tensiunea redresorului comandat se poate realiza o acționare a motorului asincron cu un raport $U_1/f_1 = \text{const.}$, deci cu flux magnetic aproximativ constant.

Din relațiile (3.86) rezultă că la $U_1/f_1 = \text{const.}$, cuplul maxim M_m este constant, însă odată cu scăderea frecvenței crește ponderea rezistenței R_1 care nu mai poate fi neglijată și în consecință cuplul maxim M_m scade.

Cu relațiile (3.71) se poate face o analiză similară a mărimilor M, M_m și s_m pentru motorul cu bare înalte.

Metoda de reglare a turației motorului asincron prin variația frecvenței de alimentare necesită investiții mari în instalațiile de alimentare. Actualmente datorită existenței unei game largi de tiristoare cu performanțe din ce în ce mai bune și un cost în continuă scădere, se pot realiza pe o cale relativ simplă și la un cost totuși relativ ridicat surse de alimentare cu tensiune și frecvență continuu reglabile de la care se alimentează motoarele de acționat. Această metodă se impune și prin faptul că are o siguranță în funcționare superioară acționărilor care folosesc motoare de curent continuu.

c) *Modificarea alunecării s.* Alunecarea se poate modifica prin intermediul tensiunii de alimentare U_1 și prin intermediul sarcinii rotorice. La frec-

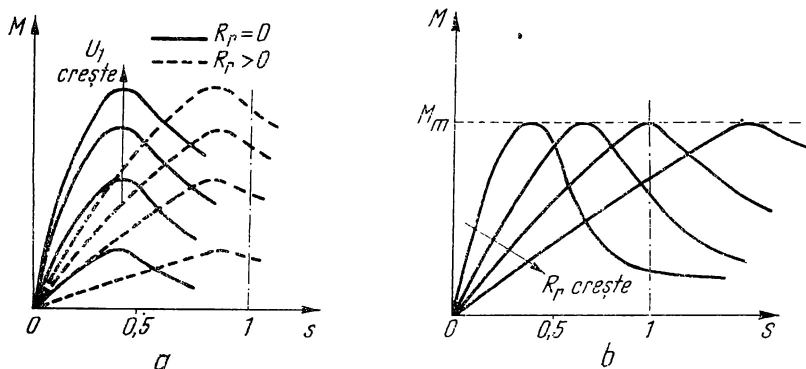


Fig. 3.39. Reglarea turației prin modificarea tensiunii de alimentare U_1 pentru $R_r = 0$ și $R_r \neq = 0$ (*a*); reglarea turației prin varierea rezistenței R_r (*b*).

vența constantă, alunecarea critică s_m rămîne constantă, iar cuplul maxim M_m variază pătratic cu tensiunea de alimentare. Deci conform relației $M = k_4 U_1^2 s/f_1$, alunecarea variază invers proporțional cu pătratul tensiunii de alimentare la cuplu de sarcină dat. Tensiunea de alimentare se poate modifica cu ajutorul unui transformator de reglaj sau a unui dispozitiv static.

Dacă rezistența rotorică este mică — adică alunecarea critică s_m are o valoare mică — variația tensiunii de alimentare nu permite reglarea alunecării decît în limite foarte restrînse; mărind rezistența rotorică prin înserierea unui reostat de reglaj R_r, se pot obține caracteristici favorabile (fig. 3.39, *a*). Reglarea vitezei se obține și prin varierea rezistenței R_r la tensiune de alimentare U_1 dată: în figura 3.39, *b* sînt indicate caracteristicile cuplului funcție de alunecare pentru această situație. Această metodă de reglare nu este economică, deoarece în rezistențele R_r se pierde o putere importantă prin efect Joule, mai ales la alunecări mari; în plus este posibilă numai o reglare de viteză subsincronă ($n_2 < n_1$). Rezistențele R_r, spre deosebire de cele de pornire, fiind în permanență conectate în circuitul rotoric trebuie dimensionate în mod corespunzător, aceste rezistențe sînt voluminoase și greoaie. Reglajul se face în limite restrînse $n_n \dots 0{,}5 \cdot n_n$ și de scurtă durată.

Alunecarea s mai poate fi modificată prin conectarea în circuitul rotoric a unei tensiuni auxiliare. Puterea electrică rotorică se schimbă în acest caz pe la inele cu un circuit a cărui tensiune la borne se poate modifica după voie și care constă din mașini electrice de curent alternativ cu colector sau din instalații statice modificatoare de frecvență. În acest caz, mașina asincronă poate fi considerată cu dublă alimentare, atît pe stator cît și pe rotor și ecuațiile în regim staționar se prezintă sub forma:

$$\underline{U}_1 = (R_1 + j X_{\sigma 1}) \underline{I}_1 - \underline{E}_1;$$
$$\underline{U}_2' = (R_2'/s + j X_{\sigma 2}') \underline{I}_2' - \underline{E}_2';$$
$$\underline{E}_1 = \underline{E}_2'. \qquad (3.88)$$

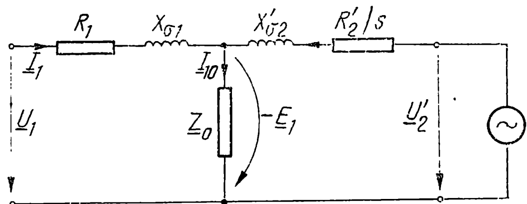


Fig. 3.40. Schema echivalentă în cazul introducerii unei t.e.m. în circuitul rotoric.

În figura 3.40 se prezintă schema echivalentă unde și în

rotor s-a utilizat convenţia de semne de la receptor. Toate mărimile rotorice sînt raportate la stator, de exemplu $\underline{U}_2' = (\underline{U}_2/s)(w_1 k_{w1}/w_2 k_{w2})$, $\underline{U}_2$ fiind tensiunea sursei. Dacă motorul funcţionează la cuplu rezistent constant, de exemplu egal cu cuplul nominal, atunci

$$M = \frac{3 E_{2s}' I_2' \cos(E_{2s}', I_2')}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{3 s E_2' \cos(\underline{E}_2', \underline{I}_2')}{\Omega_1 - \Omega_2} = \frac{3 E_1 I_2' \cos(\underline{E}_1, \underline{I}_2')}{\Omega_1} = \text{const.} \tag{3.89}$$

Deoarece $\Omega_1 = \text{const.}$ şi $\underline{E}_1 \simeq -\underline{U}_1 = \text{const}$, rezultă $I_2' \cos(\underline{E}_1, \underline{I}_2') = \text{const.}$ Presupunînd că tensiunea aplicată $\underline{U}_2'$ este în fază cu t.e.m. $\underline{E}_1$ şi cum alunecarea $s \ll 1$ rezultă $s X_{\sigma 2}' < R_2'$ şi deci $\cos(\underline{E}_1, I_2') = R_2'/\sqrt{R_2'^2 + s^2 X_{\sigma 2}'^2} \simeq 1$, iar $I_2 = \text{const.}$

Din ultimele două ecuaţii (3.88) rezultă:

$$R_2' I_2' = U_2 \frac{w_1 k_{w1}}{w_2 k_{w2}} + s E_1 \simeq \text{const.} \tag{3.90}$$

Din relaţia (3.90) rezultă că variind tensiunea U_2 ca mărime şi menţinînd-o în fază sau în opoziţie cu E_1 se obţine o modificare a alunecării la cuplu constant. Tensiunea U_2 trebuie să fie de frecvenţă $f_2 = s f_1$ la orice alunecare s a motorului.

Dezvoltarea mutatoarelor statice de putere a permis înlocuirea maşinilor electrice — convertizoare în obţinerea tensiunii U_2.

d) *Montajul în cascadă a motoarelor asincrone* permite reglarea vitezei în trepte. Două sau mai multe maşini asincrone sînt cuplate în cascadă cînd există un cuplaj mecanic între arborii lor şi una din maşini este alimentată de la indusul maşinii precedente. O schemă în cascadă a două maşini de inducţie este prezentată în figura 3.41, în care maşina I cu $2p'$ poli este cuplată, prin intermediul unui reductor de turaţie, cu maşina II cu $2p''$ poli. Dacă f_1 este frecvenţa de alimentare, n_1' şi n_1'' vitezele de sincronism ale motoarelor I respectiv II, iar n_s este viteza de sincronism a cascadei, atunci se pot scrie relaţiile:

$$n_1' = f_1/p'\,;\; f_2 = (n_1' - n_s)p'\,;\; n_1'' = f_2/p'' = (n_1' - n_s)p'/p''. \tag{3.91}$$

Dacă γ este raportul de transmisie al reductorului, atunci turaţia rotorului motorului II este $n_2'' = \gamma n_2'$, iar alunecarea motorului II este $s'' = (n_1'' - \gamma n_2')/n_1''$, după înlocuirea turaţiei n_1'' dată de (3.91) se obţine:

$$s'' = \frac{f_1 - (p' + p''\gamma) n_s}{f_1 - p' n_s}; \quad (n_s \simeq n_2). \tag{3.92}$$

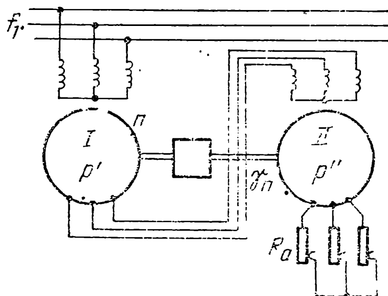


Fig. 3.41. Schema în cascadă a două maşini asincrone.

Turaţia de sincronism a cascadei are loc la $s'' = 0$, deci $n_s = f_1/(p' + p''\gamma)$. Cu aceste maşini cuplate în cascadă se obţin turaţiile de sincronism n_1', n_1'' şi n_s după cum se lucrează numai cu maşina I, numai cu maşina II sau cu ambele maşini. Repartiţia puterilor la arbore între cele două motoare se determină pe baza relaţiilor stabilite la bilanţul puterilor motorului asincron. La turaţia de sincronism a cascadei n_s, maşina I funcţionează cu alunecarea $s' = (n_1 - n_s)/n_1 = \gamma p''/(p' + \gamma p'')$ şi ab-

soarbe de la rețea puterea P'_1, transmițînd rotorului puterea electromagnetică P' la care corespunde puterea mecanică $P'_M = P'(1 - s') = p'P'/(p' + \gamma p'')$. Mașina II primește puterea electrică $P''_1 \simeq P's' = \gamma p''P'/(p' + \gamma p'')$, în ultima relație s-au neglijat pierderile în rezistența rotorică a mașinii I. Puterea P''_1 este transformată în putere mecanică în mașina II, iar o parte acoperă pierderile corespunzătoare.

Raportul $P'_M/P''_1 = p'/\gamma p''$ arată că puterea luată de la rețea se repartizează pe cele două mașini proporțional cu numărul de poli și deci mașinile trebuie dimensionate pentru aceste puteri.

Schema în cascadă, comparativ cu o singură mașină, are un curent de mers în gol mai mare, factor de putere și randament mai mici pentru că absoarbe de la rețea puterea reactivă necesară magnetizării tuturor mașinilor; cuplul maxim al cascadei este mai mic decît al unei singure mașini.

e) *Cuplarea a două motoare asincrone.* Dacă două motoare asincrone cuplate mecanic între ele sînt alimentate astfel încît cîmpurile magnetice învîrtitoare au viteze opuse, atunci una dintre mașini funționează în regim de motor, iar cealaltă în regim de frînă. Una dintre cele două mașini se alimentează de la un autotransformator reglabil, ca în figura 3.42, *a*. Pentru a obține funcționarea stabilă în tot domeniul, alunecarea $s_m \gg 1$. În raport cu valoarea tensiunii motorului alimentat de la autotransformator se obțin diferite caracteristici $n = f(M)$, reprezentate în figura 3.42, *c*, în care cu *o* este notată caracteristica motorului *I* pentru tensiunea nulă la secundarul autotransformatorului *AT*, iar cu 1,2 ,... caracteristicile obținute din însumarea caracteristicii 0 cu caracteristicile 1', 2' ... ale motorului II pentru diferite tensiuni la secundarul autotransformatorului. Un rezultat similar se obține dacă o mașină polifazată se alimentează cu un sistem nesimetric de tensiuni așa cum indică în figura 3.42, *b*. La fel în circuitul rotoric se conectează un reostat pentru a mări alunecarea critică. O alimentare cu nesimetrie reglabilă se poate obține dacă între două faze ale rețelei se conectează un autotransformator monofazat reglabil și una din fazele mașinii se conectează la cursorul autotransformatorului.

f) *Motoare asincrone cu două rotoare.* Pentru a obține mai multe trepte de viteze printre care unele mai mari de 3 000 rot/min la $f_1 = 50$ Hz, se dispune între statorul și rotorul unei mașini asincrone obișnuite, încă un rotor intermediar care poartă la periferia lui interioară și exterioară cîte o înfășurare polifazată. Astfel de construcții sînt reprezentate în figura 3.43.

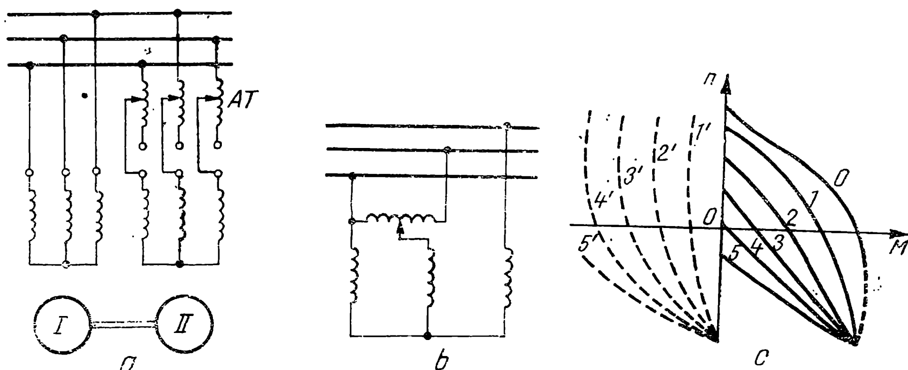
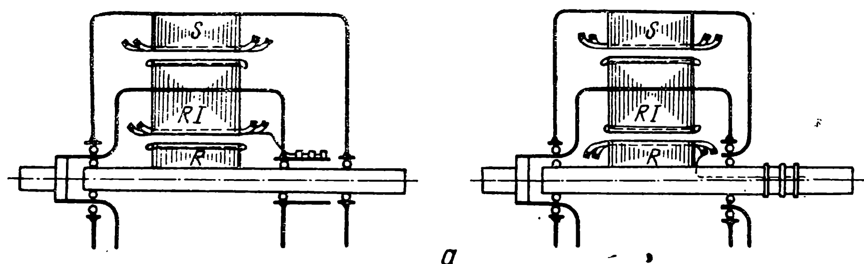


Fig. 3.42. Modificarea turației prin metoda conectării a două motoare:
a — schema de conectare; *b* — alimentarea cu tensiuni dezechilibrate; *c* — caracteristicile mecanice.



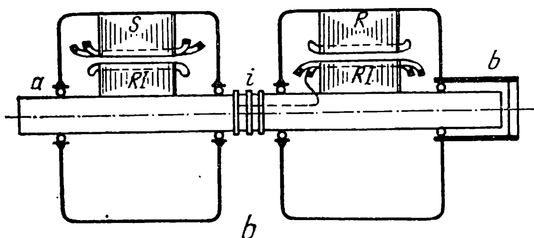


Fig. 3.43. Motor asincron cu două rotoare intermediare așezate suprapus (în două variante: cu înfășurarea interioară a rotorului RI alimentată și cu înfășurarea rotorului *R* alimentată) *(a)*; motor asincron cu două rotoare dispuse alăturat (tandem) *(b)*.

Rotorul intermediar *RI* se poate roti pe lagăre atît față de statorul *S*, cît și față de rotorul *R*. Statorul *S* are o înfășurare polifazată care se alimentează de la rețea, iar rotorul *RI* are la exterior o înfășurare în colivie. O altă înfășurare polifazată alimentată de la o rețea prin intermediul inelelor, trebuie să fie plasată pe rotorul *R* sau către periferia interioară a rotorului *RI*.

Dacă înfășurarea polifazată a statorului *S* este alimentată de la rețea atunci la mersul în gol ideal *RI* se rotește cu viteza de sincronism n_1', iar dacă înfășurarea interioară a rotorului *RI* este alimentată (fig. 3.43, *a*) atunci la mersul în gol ideal rotorul *R* are viteza de sincronism n_1''. După cum cîmpurile învîrtitoare produse de cele două înfășurări se rotesc în același sens sau în sensuri opuse la mersul în gol ideal rotorul *R* capătă viteza:

$$n_s = n_1' \pm n_1'' = (1/p' \pm 1/p'')f_1. \qquad (3.93)$$

În sarcină rotorul *R* va avea alunecarea *s* în raport cu turația n_0 dată de relația:

$$s = 1 - \left[(1-s')\frac{n_1'}{n_s} \pm (1-s'')\frac{n_1''}{n_s}\right] = \frac{s'p'' \pm s''p'}{p'' \pm p'}. \qquad (3.94)$$

Există posibilitatea să se obțină vitezele n_1', n_1'' și cele două valori pentru n_s, adică patru turații.

O variantă a motorului cu rotor intermediar se obține dispunînd cele două rotoare intermediare nu suprapus ci alăturat (fig. 3.43, *b*). În acest caz ambele părți ale rotorului *RI* sînt așezate alăturat pe același arbore, iar rotorul *R* devine exterior. Această construcție este cunoscută sub numele de motor tandem.

Alegerea uneia sau alteia din cele două forme constructive depinde de preferința față de o lungime mai mică sau un diametru exterior mai mic.

Motorul cu două rotoare poate fi astfel conceput încît să fie suprimate inelele de contact (fig. 3.44). Statoarele S_1 și S_2 sînt alimentate de la rețeaua de 50 Hz. Rotorul intermediar este format din părțile RI_1, RI_2 și RI_3, iar rotorul este *R*.

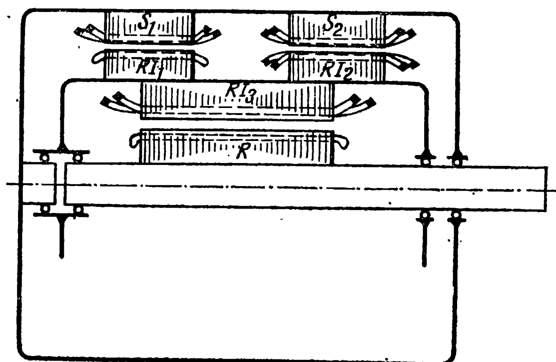


Fig. 3.44. Motor asincron cu două rotoare fără inele de contact.

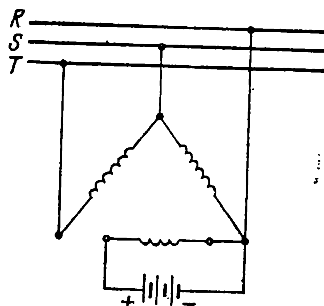


Fig. 3.45. Reglarea vitezei prin injectarea unui curent continuu în stator.

Turația rotorului intermediar este $n_2' = n_1'(1-s')$, n_1' fiind viteza de sincronism a cîmpului magnetic învîrtitor dat de statorul S_1. Viteza de sincronism a cîmpului magnetic învîrtitor dat S_2 este $\pm n_1''$ în raport cu viteza n_1'; + cînd cele două cîmpuri au același sens de rotație și — cînd au sensuri opuse de rotație.

Cîmpul magnetic învîrtitor al statorului S_2 induce în înfășurarea rotorului RI_2 t.e.m. de frecvență:

$$f_2 = s''f_1 = \frac{\pm n_1'' - n_2'}{\pm n_1''} f_1 = \frac{n_1'' \mp n_1'(1-s')}{n_1''} f_1. \tag{3.95}$$

Înfășurarea rotorului RI_2 alimentează înfășurarea rotorului RI_3 care produce un cîmp magnetic învîrtitor cu turația de sincronism $n_1''' = f_2/p'''$. În acest caz rotorul R poate avea față de stator turația:

$$n_2 = n_2' \mp n_1'''(1-s''') = \left[(1-s')/p' \mp \frac{p' \mp p''(1-s')}{p'\,p'''}(1-s''')\right] f_1 \tag{3.96}$$

considerînd s', $s''' \ll 1$ rezultă:

$$n_2 \simeq [p''' \mp (p' \mp p'')] f_1/p'\,p'''. \tag{3.97}$$

Semnul $\mp$ din fața parantezei mici depinde de sensurile cîmpurilor magnetice învîrtitoare produse de înfășurările de pe S_1 și de pe RI_3, iar semnul $\mp$ din paranteză depinde de sensurile de rotație ale cîmpurilor produse de S_1 și S_2.

La acest tip de motor cînd sînt aceleași sensuri megnetice la toate cîmpurile, se pot obține turații și peste 6000 rot/min.

g) Reglarea vitezei prin injectarea unui curent continuu într-o fază a statorului se realizează desfăcînd o legătură a conexiunii în triunghi a statorului și una din fazele desfăcute se alimentează de la o sursă de curent continuu așa cum se arată în figura 3.45. În acest caz apare un cuplu de frînare care scăzîndu-se din cuplul electromagnetic motor se mărește panta și crește alunecarea la același cuplu rezistent. Variind curentul continuu se pot obține diferite turații la același cuplu.

h) *Reglarea turației prin cuplă electromagnetică.* Motorul asincron se cuplează cu un inductor format dintr-o coroană polară (roată polară), ca la mașina sincronă, iar mașina antrenată se cuplează cu un indus cu o înfășurare în colivie, ca la motoarele asincrone. Indusul și inductorul sînt concentrice ca armăturile oricărei mașini electrice și formează o cuplă electromagnetică. Alimentînd înfășurarea inductorului în curent continuu, prin acest ansamblu se poate transmite un cuplu cînd există o alunecare între cele două părți. Variind curentul continuu, la același cuplu transmis se modifică alunecarea și deci turația.

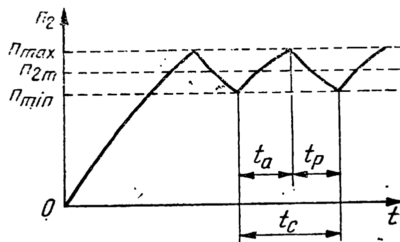


Fig. 3.46. Reglarea turației prin impulsuri.

i) *Reglarea turației prin impulsuri* se realizează prin conectarea intermitentă la rețea a unui motor, rămînînd conectat un interval de timp t_a și deconectat un interval de timp t_p. În timpul de acționare t_a, turația crește, iar în timpul deconectării t_p turația motorului scade (fig. 3.46). Timpul $t_c = t_a + t_p$ se numește durata unui ciclu; raportul $\varepsilon = t_a/t_c$ se numește *durata relativă a impulsului*. Viteza necesară rezultă sub forma vitezei medii în timpul unui ciclu $n_{2m} = (n_{max} + n_{min})/2$. Valoarea vitezei medii se poate regla prin modificarea raportului dintre durata de accelerare și durata de încetinire a vitezei motorului, respectiv a raportului ε. Abaterea de la viteza medie $\Delta n_2 = n_{max} - n_{2m} = n_{2m} - n_{min}$ este mică la motoarele cu moment de inerție mare, pentru ca Δn_2 să fie mic, frecvența ciclului trebuie aleasă în mod corespunzător.

O altă variantă a acestei metode se aplică la motorul asincron cu rotorul bobinat; motorul este conectat permanent la rețea, iar circuitul rotoric este periodic închis (timpul t_a) și deschis (timpul t_p), prin modificarea raportului ε se reglează viteza.

3.16. FRÎNAREA ȘI INVERSAREA SENSULUI DE ROTAȚIE LA MOTOARELE ASINCRONE TRIFAZATE

Mașina asincronă se caracterizează prin posibilități multiple de frînare electrică. Acest regim apare în practică cînd se urmărește oprirea într-un timp scurt a motorului.

Frînarea prin contracurent. Acesta este regimul de frînă pentru care $s > 1$. Presupunem că mașina funcționează în regim de motor, turația rotorului are același sens ca și turația cîmpului magnetic învîrtitor, și la un moment dat se schimbă două faze între ele, prin aceasta se schimbă sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor. În această situație, rotorul se rotește în sens opus sensului turației cîmpului magnetic învîrtitor. Cuplul dezvoltat de motor fiind decelerator, micșorează viteza pînă la zero; dacă mașina continuă să rămînă conectată la rețea atunci rotorul se rotește în sens invers celui inițial ajungînd iarăși în regim de motor. Frînarea contracurent este o frînare puternică și conduce la oprirea rapidă a motorului. Dacă se urmărește numai o oprire rapidă a motorului, atunci în momentul opririi rotorului trebuie dată co-

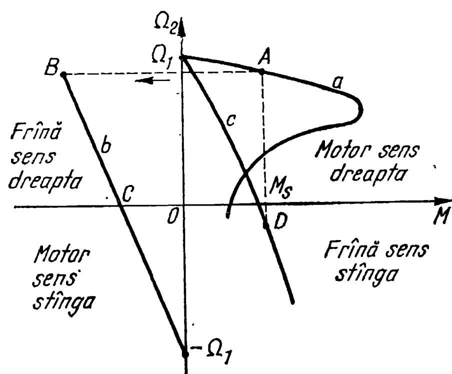


Fig. 3.47. Caracteristicile mecanice în regim de frînă propriu-zisă cu menţinerea sensului de rotaţie şi inversarea succesiunii fazelor.

manda de întrerupere a alimentării. maşinile cu rotor în colivie funcţionează cu curenţi mari în acest regim şi de aceea trebuie urmărită încălzirea maşinii. La cele cu rotor bobinat, curenţii se pot reduce prin introducerea rezistenţelor suplimentare R_s în fazele rotorice.

În figura 3.47 se prezintă caracteristicile mecanice pentru rotorul bobinat; la un sens de succesiune a fazelor statorice şi $R_s = 0$, maşina funcţionează în regim de motor (punctul A pe curba a). Fiind necesar să se frîneze motorul, se inversează succesiunea fazelor statorice şi se înseriază rezistenţele R_s în fazele rotorice. Punctul de funcţionare trece brusc de pe curba a în punctul B de pe curba b, noua caracteristică mecanică, la aceeaşi viteză de rotaţie la care se roteşte motorul în momentul inversării succesiunii fazelor. Cuplul electromagnetic se opune mişcării şi motorul frînează pînă în punctul $C(n_2 = 0)$. Dacă maşina rămîne conectată la reţea atunci trece în regim de motor cu alt sens de rotaţie.

Această metodă de frînare este simplă şi potrivită pentru oprirea rapidă a motorului. O altă situaţie a regimului de frînă se întîlneşte în cazul cînd motorul asincron acţionează o macara care ridică o greutate G sau acţionează o locomotivă care urcă o pantă. În aceste cazuri motorul funcţionează la cuplu constant. Presupunem că motorul funcţionează stabil în punctul A (fig. 3.47) la cuplu constant. Pentru a coborî greutatea sau a permite trenului să coboare panta, deci pentru a inversa sensul de rotaţie al maşinii asincrone faţă de regimul de motor, se conectează în circuitul rotoric o rezistenţă R_s avînd o astfel de valoare încît să obţinem o nouă caracteristică mecanică (notată c) cu punctul de funcţionare D în zona vitezelor negative. Variindu-se rezistenţa R_s se poate modifica viteza de coborîre a greutăţii sau a trenului şi maşina funcţionează în regim de frînă; în această situaţie maşina funcţionează neeconomic şi obţinerea unei viteze bine determinată este dificilă (la sarcini mari viteza creşte mult, punctul D este instabil din cauza micilor variaţii ale rezistenţei R_s).

Frînarea suprasincronă are loc pentru $s < 0$, adică $n_1 < n_2$. Maşina funcţionează în regim de generator. Are loc o frînare a instalaţiei antrenate, cazul unei instalaţii de ridicat. Atît timp cît greutatea este ridicată, maşina funcţionează în regim de motor (punctul A, fig. 3.47). Pentru coborîre se schimbă sensul turaţiei. În intervalul de timp în care greutatea este accelerată la coborîre, maşina funcţionează ca motor pînă la viteza de sincronism n_1. Cuplul motorului accelerează căderea greutăţii. Datorită cuplului determinat de greutate viteza creşte peste cea sincronă şi cuplul electromagnetic schimbă de semn, devine un cuplu de frînare. Se stabileşte un punct de funcţionare pe caracteristica $n_2 = f(M)$ corespunzătoare regimului de generator, determinat de cuplul dat de greutate. Energia mecanică este transformată în energie electrică şi trecută reţelei de alimentare, are loc o frînare prin recuperare ceea ce face ca metoda să fie economică.

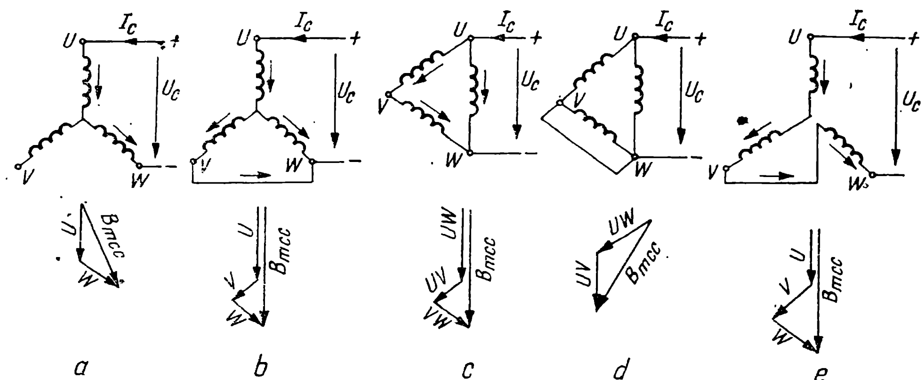


Fig. 3.48. Diferite scheme de alimentare în c.c. a fazelor statorului motorului asincron trifazat, pentru frînarea dinamică.

Un dezavantaj al acestei metode este că frînarea nu poate avea loc decît la viteze mai mari decît cea sincronă.

Frînarea dinamică. Dacă un motor în mers se deconectează de la reţeaua de curent alternativ şi se alimentează înfăşurarea statorică de la o sursă de curent continuu, atunci maşina devine un generator sincron cu inductorul fix a cărui înfăşurare indusă este scurtcircuitată sau conectată la un rezistor. Curentul continuu, parcurgînd fazele statorice, produce în întrefier un cîmp magnetic fix, alternativ în spaţiu şi constant în timp. În raport cu sistemul de referinţă fix faţă de rotor, cîmpul magnetic creat este învîrtitor şi induce în fazele rotorului t.e.m. care vor produce în circuitul rotoric curenţi alternativi. Se produce un cuplu electromagnetic care se opune mişcării; în rezistenţele rotorice se va consuma prin efect Joule întreaga energie cinetică acumulată de masele în mişcare ale instalaţiei şi motorul se va opri.

Schemele posibile de conectare ale înfăşurărilor de fază la sursa de curent continuu sînt prezentate în figura 3.48. Valoarea curentului continuu I_c se determină din condiţia ca amplitudinea cîmpului magnetic învîrtitor din regimul de motor să fie egală cu amplitudinea cîmpului magnetic produs de curentul continuu (amplitudinele se referă la fundamentală). Tensiunea continuă U_c necesară producerii curentului I_c se determină cu relaţia $U_c = R_{ec} I_c$ (tabelul 3.5), unde R_{ec} este rezistenţa echivalentă faţă de bornele (+) şi (—). În timpul procesului de frînare frecvenţa tensiunii rotorice

TABELUL 3.5. **Curentul I_c şi tensiunea U_c pentru schemele de frînare din fig. 3.48.**

Schema	*a*	*b*	*c*	*d*	*e*
I_c	$\sqrt{\frac{3}{2}} I_n$	$\sqrt{2}\, I_n$	$\frac{3}{\sqrt{2}} I_n$	$\sqrt{6}\, I_n$	$\frac{3}{2\sqrt{2}} I_n$
U_c	$\sqrt{3}\, R_1 I_n$	$\frac{3}{\sqrt{2}} R_1 I_n$	$\sqrt{2}\, R_1 I_n$	$\sqrt{\frac{3}{2}} R_1 I_n$	$\frac{9}{2\sqrt{2}} R_1 I_n$

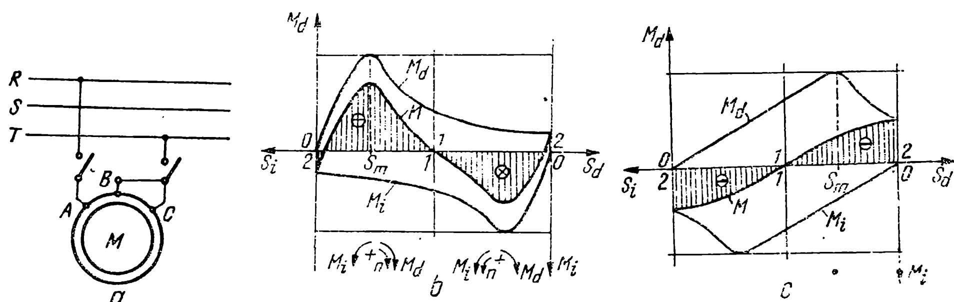


Fig. 3.49. Conectarea la rețea penuru frînare prin alimentare nesimetrică *(a)*; cuplurile pentru $s_m < 1$ *(b)*; cuplurile pentru $s_m > 1$ *(c)*.

scade treptat pînă la oprirea motorului. Valoarea curentului continuu din oricare din înfășurările statorice nu trebuie să depășească 1,3 I_{1n}.

Frînarea prin conectare monofazată se realizează la un motor trifazat dacă în timpul mersului se deconectează o fază și motorul este conectat la rețea ca în figura 3.49, *a*. În figura 3,49,*b* sînt reprezentate cuplul direct M_d, cuplul invers M_i și cuplul rezultant M pentru alunecarea critică $s_m < 1$, iar în figura 3.49, *c* aceleași cupluri pentru $s_m > 1$.

După cum se constată, cuplul rezultant M este cuplu de frînare numai dacă alunecarea critică s_m este mai mare decît unitatea. Din această cauză prin conectarea nesimetrică a mașinii asincrone, pentru a obține cupluri de frînare, este necesar să fie introduse rezistențe suplimentare în circuitul rotorului, care să determine alunecări critice $s_m > 1$. În acest caz cuplul rezultant M are în permanență sensul contrar cuplului motor. Dezavantajul acestei frînări constă în aceea că mașina dezvoltă cupluri relativ mici în raport cu regimul de motor.

Frînarea cu un motor conectat invers. Se utilizează două motoare identice, cuplate mecanic pe același arbore, alimentate de la aceeași rețea, dar cu circuitele rotorice separate. La ridicarea sarcinii ambele mașini funcționează în regim de motor cu cuplurile de același sens. La coborîre se schimbă alimentarea mașinilor, astfel încît cuplurile lor au sensuri opuse. Prin potrivirea rezistențelor rotorice ale celor două mașini se pot obține diferite caracteristici $n_2 = f(M)$. Metoda este costisitoare deoarece necesită două mașini. Se utilizează acolo unde este necesar să se obțină o variație sigură a turației și unde este necesar să se coboare sarcinile la viteze mici.

Frînarea cu motor cu rotor tronconic. Rotorul are o formă tronconică din care cauză întrefierul depinde de poziția axială a rotorului față de stator. Rotorul poate aluneca axial. Cînd motorul este conectat la rețea, datorită formei tronconice a rotorului, apare o forță axială care deplasează rotorul contrar forței dezvoltate de arcul F_1 în spre diametrul mic (fig. 3.50). Discul de frînare B este fixat de ax și deci frîna nu acționează cînd motorul este alimentat (discul mobil se depărtează de discul fix). La deconectarea motorului de la rețea forța magnetică axială dispare, arcul F deplasează rotorul spre diametrul mare și discul mobil al frînei apasă pe discul fix producînd frînarea. Cuplul de frînare este funcție de forța de presare a arcului și este egal cu $(1,5 \div 2,4)M_n$. Astfel de motoare se construiesc pentru puteri de pînă la 50 kW. Se utilizează și frîne plate dar cuplul de

frînare al acestora este numai 1/4 din cel al frînelor conice.

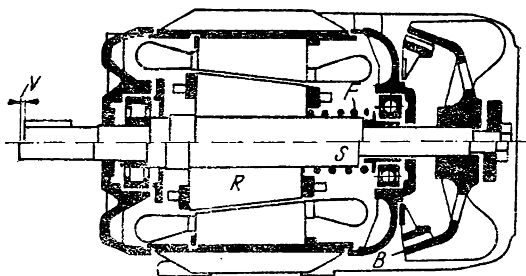


Fig. 3.50. Frînarea motorului asincron cu rotor tronconic.

Inversarea sensului de rotație la motoarele asincrone trifazate se produce cînd se schimbă sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor. În acest sens trebuie inversate două dintre fazele de alimentare ale statorului, prin aceasta se schimbă succesiunea fazelor și deci sensul vitezei cîmpului magnetic învîrtitor. Mai întîi are loc o frînare contracurent, după care urmează schimbarea sensului de rotație. În cazul rotorului bobinat în timpul inversării sensului de rotație se măresc rezistențele rotorice. În cazul motoarelor cu rotorul în scurtcircuit schimbarea fazelor de alimentare este permisă numai în cazul unor motoare de construcție specială, sau dacă în prealabil se realizează frînarea pe o altă cale și se prevăd mijloace de pornire obișnuite pentru motorul în cauză.

3.17. GENERATORUL ASINCRON

Dacă mașina asincronă are alunecarea $s < 0$, atunci funcționează în regim de generator. Așa cum rezultă și din diagrama cercului (fig. 3.15) mașina absoarbe putere reactivă de la rețea și debitează în rețea putere activă. Oricare ar fi turația mașinii, frecvența curenților din stator este cea a rețelei.

Ecuațiile generatorului asincron sînt cele din cazul motorului cu precizarea că tensiunea U_1 se înlocuiește cu $-\underline{U}_1$, aceasta corespunde asocierii sensurilor după regula de la generatoare, iar unghiul $\varphi_1 > \frac{\pi}{2}$.

Generatorul asincron poate funcționa pe rețea proprie dacă se conectează o baterie de condensatoare care să furnizeze putere reactivă necesară pentru aceasta. În acest caz generatorul asincron este potrivit pentru centrale mici, hidroelectrice, cînd mașina poate fi cu rotor în colivie. Fluxul remanent al miezului rotoric amorsează procesul de autoexcitație al generatorului: prin antrenarea rotorului la viteză oarecare Ω_2 se induc t.e.m. în înfășurarea statorică, care fiind închisă pe bateria de condensatoare este parcursă de un curent statoric. Acest curent produce un cîmp magnetic care se adună la cîmpul magnetic remanent și conduce la o creștere a t.e.m. care determină o creștere a curentului și procesul se repetă pînă în punctul A (fig. 3.51). Dacă mașina nu are cîmp remanent atunci se alimentează pentru scurt timp de la o sursă de energie electrică.

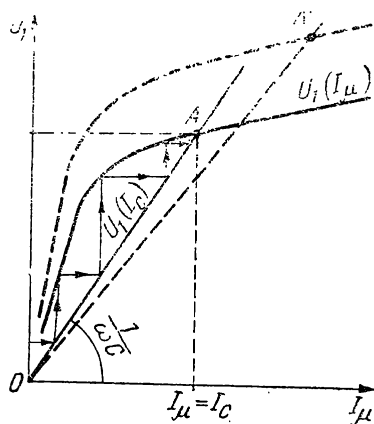


Fig. 3.51. Autoexcitarea generatorului asincron.

Condiția de autoexcitare a generatorului cu condensatoare constă în egalitatea dintre curentul de magnetizare al mașinii I_μ și curentul I_c care parcurge capacitatea C. La mersul în gol se pot scrie relațiile:

$$\underline{U}_1 = (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_0)I_1 \simeq j\,(X_{\sigma 1} + X_\mu)\,\underline{I}_\mu;\ \underline{U}_1 = -j\,\frac{1}{\omega C}\,\underline{I}_c. \qquad (3.98)$$

Din $\underline{I}_c = -\underline{I}_\mu$ rezultă $X_{\sigma 1} + X_\mu = \frac{1}{\omega C}$; însă $X_{1\sigma} = \omega L_{1\sigma}, X_\mu = \omega L_\mu$,

deci

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C\,(L_{1\sigma} + L_\mu)}}. \qquad (3.99)$$

Inductivitatea de magnetizare L_μ depinde de curentul I_μ, tensiunea la bornele condensatorului variază după o dreaptă care trece prin origine. Tensiunea U_1 și curentul I_μ trebuie să aibă astfel de valori încît să satisfacă simultan relațiile (3.98), adică corespund punctului de intersecție între dreaptă și caracteristica de magnetizare $U_1 = f(I_\mu)$. Dacă variază capacitatea se schimbă poziția dreptei și prin urmare frecvența ω.

Dacă mașina ar avea o caracteristică lineară autoexcitarea nu ar fi posibilă. Capacitatea C trebuie să fie mai mare decît capacitatea critică C_c care corespunde dreptei tangente la caracteristica de magnetizare. Condensatoarele se conectează de obicei între faze. Curbele care reprezintă variația tensiunii U_1 și a alunecării s în funcție de puterea P_2 transmisă consumatorului pentru diferite valori ale factorului de putere $\cos\varphi$, sînt reprezentate în figura 3.52. Există o valoare a puterii P_2 pentru care mașina se desprinde și care corespunde cuplului electromagnetic maxim M_m. Obișnuit, puterea care se poate obține cu un generator asincron autoexcitat este de ordinul 30...50% din cea corespunzătoare regimului de motor.

Creșterea turației mașinii deplasează caracteristica $U_1 = f\,(I_\mu)$ deasupra celei corespunzătoare unei turații mai mici și scade înclinarea dreptei $U_1 = f(I_c)$ față de abcisă și ca urmare tensiunea la borne dată de punctul de intersecție A', crește (curbele reprezentate întrerupt în fig. 3.51). Tot un efect de creștere a tensiunii se obține prin creșterea capacității C la turație constantă.

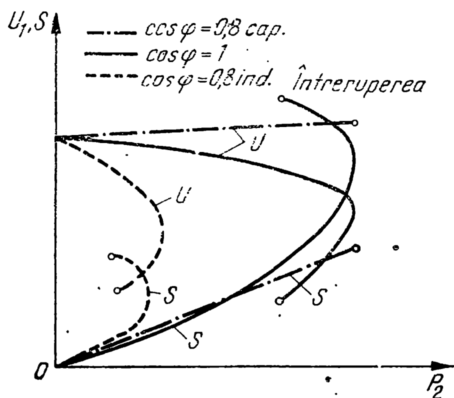


Fig. 3.52. Curbele de sarcină ale unui generator asincron.

Se poate îmbunătăți utilizarea generatorului asincron, dacă în paralel cu bateria de condensatoare se conectează bobine cu miez de fier cu caracteristică dreptunghiulară. Rolul acestora este de a lua o putere reactivă mare cînd rețeaua se descarcă reactiv și neglijabilă cînd rețeaua se încarcă ca urmare a variației tensiunii la borne, aceasta conduce la menținerea tensiunii la borne în limitele $\pm$ 3% față de tensiunea nominală.

La mașinile cu inele de contact, în locul condensatoarelor se

poate utiliza o mașină auxiliară de curent alternativ cu colector care îndeplinește același rol.

Generatoarele asincrone au dezavantajul că înrăutățesc factorul de putere dacă nu sînt utilizate condensatoare sau mașini auxiliare pentru autoexcitare, însă împreună cu acestea din urmă devin mai costisitoare decît generatoarele sincrone obișnuite.

3.18. ÎNCERCĂRILE MOTOARELOR ASINCRONE TRIFAZATE

Încercările motorului asincron au drept scop de a deduce din rezultatele obținute caracteristicile de funcționare în sarcină ale motorului asincron. Încercarea directă în sarcină este dificil de realizat mai ales la motoarele de mare putere, deoarece intervine un consum important de energie. Problema care se pune este de a găsi regimuri de funcționare la care consumul de putere să fie mic și din rezultatele obținute să se poată deduce caracteristicile de funcționare.

Încercarea de mers în gol și încercarea de scurtcircuit îndeplinesc condițiile de mai sus: la mașina cu rotor bobinat se măsoară rezistențele și raportul de transformare k determinat pentru rotorul imobil și circuitul rotoric deschis, la mașinile cu rotorul în scurtcircuit se măsoară numai R_1. Încercările mașinii asincrone se fac în conformitate cu STAS 7246/1...10—
—74.

a) *Incercarea de mers în gol* se realizează pe baza schemei electrice din figura 3.53. Tensiunea de alimentare a mașinii se aduce la valoarea nominală U_{1n} cu ajutorul regulatorului de tensiune RT (autotransformator trifazat sau regulator de inducție). Mașina funcționează ca motor, iar rotorul se învîrtește liber, nefiind cuplat cu nici o instalație de sarcină. La această încercare se măsoară curentul de mers în gol I_{1g} și puterea de mers în gol P_{1g}. Întrucît puterea mecanică utilă P_2 dezvoltată de motor în acest regim este nulă, motorul dezvoltă un cuplu electromagnetic foarte mic, egal cu cuplul de pierderi mecanice. Deci alunecarea este foarte mică și se poate considera $s \simeq 0$, adică rotorul are turația foarte apropiată de viteza de sincronism. Acest regim este foarte apropiat de mersul în gol ideal ($s = 0$) și $I_{1g} \simeq I_0$. Curentul de mers în gol relativ variază cu puterea mașinii și este $I_{1g}/I_{1n} = (0,2...0,35)$, mai mic la mașinile de putere mare și mai mare la mașinile de putere mai mică. La micromașini I_{1g} poate depăși 60% din I_{1n}. Este mai mare decît la transformator datorită prezenței întrefierului. Curentul de mers în gol crește cu numărul perechilor de poli.

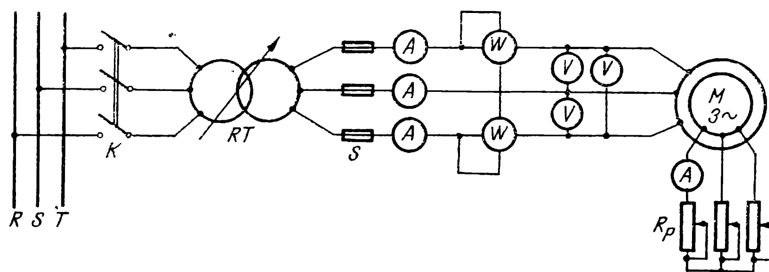


Fig. 3.53. Schema electrică la încercarea de mers în gol a motorului asincron.

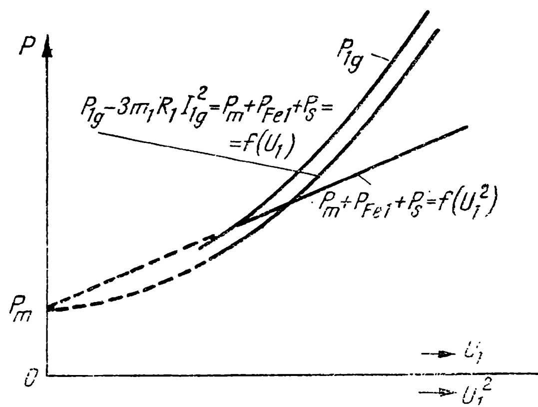


Fig. 3.54. Caracteristicile pierderilor la mersul în gol.

Factorul de putere la mersul în gol se calculează cu relația $\cos\varphi_{1g} = P_{1g}/3\ U_{1n}\ I_{1g}$ și este de ordinul 0,1 ... 0,2, deci valoarea curentului se confundă practic cu valoarea componentei sale reactive.

Puterea absorbită de la rețea P_{1g} acoperă pierderile în fier statorice P_{Fe1}, pierderile mecanice P_m, pierderile suplimentare P_s și pierderile Joule în înfășurările statorului P_{J1} (curentul din rotor este neglijabil și $P_{J2} \simeq 0$), aceste ultime pierderi sînt relativ mici în comparație cu pierderile în înfășurări la curentul nominal. Prin urmare se poate scrie:

$$P_{1g} = P_m + P_s + P_{Fe1} + 3\,I_{1g}^2\,R_1;\ (P_2 = 0). \tag{3.100}$$

Pierderile mecanice P_m sînt independente de tensiunea de alimentare, iar pierderile $P_{Fe1} + P_s$ variază aproape proporțional cu U_1^2. Pentru determinarea pierderilor mecanice P_m se trasează curba pierderilor $P_m + P_{Fe1} + P_s = P_{1g} - m_1\,R_1\,I_{1g}^2 = f\,(U_1^2)$, prin prelungirea acestei curbe (aproximativ o dreaptă) pînă întîlnește axa ordonatelor, rezultă P_m (fig. 3.54). Se construiește pe diagrama cercului (fig. 3.15) punctul A_g corespunzător fazorului $\underline{I}_{1g}$. Se duce o verticală prin A_g și se ia la scara curenților segmentul $A_g\,A_0 = P_m/m_1\,U_1$ se determină în acest mod punctul A_0(s = 0). Regimul de rotație sincronă (s = 0) se poate realiza numai prin antrenarea cu un motor oarecare a mașinii asincrone de încercat.

b) *Incercarea de scurtcircuit* se realizează cu aceeași schemă de principiu ca și încercarea de mers în gol. În acest regim se pune regulatorul RT pe poziția de tensiune zero, iar rotorul este calat (fixat), adică $s = 1$. Dacă s-ar aplica tensiunea nominală pe fază curentul absorbit I_{kn} ar fi mare, de obicei $I_{kn} = (5...7)\ I_{1n}$. Pentru a nu periclita mașina se aplică o tensiune variabilă de la o valoare zero pînă la o valoare U_{kn} pentru care curentul absorbit este egal cu curentul nominal. Încercarea la scurtcircuit se face cu tensiuni $U_{1k} = (0{,}15...0{,}25)\ U_{1n}$. Se măsoară curentul I_k, puterea absorbită P_k și tensiunea aplicată U_k și se calculează parametrii de scurtcircuit Z_k, R_k și X_k. Se fac măsurători pînă la un curent absorbit de ordinul (2...2,5) I_{1n}, cînd parametrii mașinii se stabilizează. Valorile parametrilor și forma caracteristicii $I_k = f\,(U_k)$ depind de forma crestăturilor (fig. 3.55). La crestături deschise în stator și în rotor fluxurile de dispersii saturează slab dinții armăturilor și reactanța X_k variază în limite restrînse. Pentru crestăturile statorice de formă semiînchisă, istmurile crestăturilor se saturează cu atît mai mult cu cît tensiunea crește și reactanța X_k scade sensibil cu creșterea tensiunii.

Caracteristica de scurtcircuit $I_k = f\,(U_k)$, pentru curenți mai mari ca I_{1n}, tinde către o dreaptă. Dacă se ridică curba pînă la $2\,I_{1n}$ și se extrapolează partea lineară pînă la U_{1n} se determină curentul nominal de scurtcircuit I_{kn}

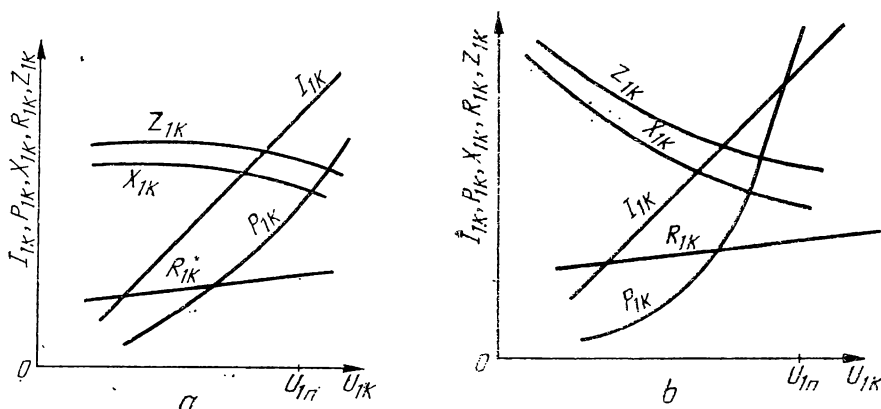


Fig. 3.55. Parametrii de scurtcircuit ai motorului asincron:
a — crestături deschise în stator și rotor; *b* — crestături statorice semiînchise.

Pentru calcul rezultă relațiile:

$$I_{kn} = I_k \frac{U_{1n} - U_0}{U_k - U_0}; \quad P_{kn} = P_k \left(\frac{U_{1n} - U_0}{U_k - U_0}\right)^2 \tag{3.101}$$

unde I_k și P_k sînt măsurate la tensiunea U_k.

Pierderile mecanice sînt nule, iar pierderile în fier se pot neglija la tensiunea U_{kn} și se obține:

$$P_k = P_{j1} + P_{j2} = 3\,(R_1 I_{1n}^2 + R_2' I_{2n}'^2) \simeq 3\,(R_1 + R_2')\,I_{1n}^2 \tag{3.102}$$

unde s-a neglijat curentul de mers în gol ($I_1 = I_2'$).

Prin încercarea în scurtcircuit se determină un alt termen important în calculul randamentului și anume pierderile în înfășurări; din relația (3.102) rezultă $R_1 + R_2'$, iar:

$$Z_k = U_k/I_k = \sqrt{(R_1 + c_1 R_2')^2 + (X_{\sigma 1} + c_1 X_{\sigma 2}')^2} = \sqrt{R_k^2 + X_k^2}\,. \tag{3.103}$$

Factorul de putere $\cos\varphi_k = P_k/3\,U_{kn} I_{1n}$ este de 0,25 pînă la 0,5.

Din încercarea de scurtcircuit se cunoaște curentul I_{kn} și φ_{kn} care permit determinarea punctului A_1 pe diagrama cercului. Pentru fixarea punctului A_∞ se împarte segmentul $A_1 A_1'$ prin punctul C_∞' astfel încît $A_1 C_\infty' / A_1 A_1' = R_1/R_k$ (fig. 3.15), se mai calculează unghiul γ_1 și cu această diagrama cercului este determinată.

Parametrii schemei echivalente se pot determina pe baza încercărilor de gol și scurtcircuit cunoscînd rezistența R_1, pierderile $P_m + P_s$ și făcînd ipoteza (în general apropiată de realitate) că $X_{\sigma 1} \simeq c_1 X_{\sigma 2}'$.

c) *Incercarea directă în sarcină* se realizează numai pentru motoare de mică și medie putere. Se încarcă motorul fie cu frîna, fie cu un dinam tarat și se ridică caracteristicile în funcție de puterea utilă P_2.

d) *Determinarea experimentală a alunecării* se face direct prin mai multe metode.

— Metoda ampermetrului se utilizează la motorul cu rotor bobinat și se bazează pe faptul că $p(n_1 - n_2)$ este tocmai frecvența curentului din rotor f_2 care la funcționarea normală în sarcină are valori mici.

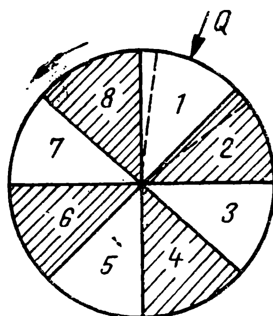


Fig. 3.56. Disc pentru măsurarea turației prin metoda stroboscopică.

Ampermetrul magnetoelectric va urmări oscilațiile curentului, numărînd oscilațiile complete m ale acului ampermetrului în timpul t rezultă $f_2 = m/t$ și deci $s = f_2/f_1 = m/tf_1$. Dacă se utilizează un aparat termic sau electrodinamic atunci oscilațiile acului indică numărul de alternanțe m' în timpul t și $f_2 = m'/2t$, iar $s = m'/2tf_1$.

La motoarele cu rotorul în scurtcircuit se utilizează o bobină toroidală de dimensiuni corespunzătoare cu număr mare de spire. Această bobină se dispune pe unul din capetele mașinii astfel ca să fie la distanță mică de capătul rotorului și se scurtcircuitează pe un ampermetru magnetoelectric. Cîmpul de scăpări al rotorului care are frecvența curenților rotorici înlănțuie, spirele bobinei, inducînd o t.e.m.; bobina este parcursă de un curent electric de aceeași frecvență și măsurarea se face ca la rotorul bobinat. În această bobină se induc și alte t.e.m. cu amplitudini mai mari, însă au o frecvență mult mai mare și acul aparatului datorită inerției nu poate urmări aceste frecvențe.

— M e t o d a s t r o b o s c o p i c ă se bazează pe faptul că o lampă electrică cu incandescență alimentată în curent alternativ dă o intensitate luminoasă care trece prin maxime și minime funcție de valoarea curentului, aceste maxime și minime pot fi evidențiate la lămpile cu inerție mică; frecvența acestor variații este dublul frecvenței de alimentare.

Se fixează pe arborele mașinii un disc împărțit în $4p$ sectoare egale care se fac alternativ unul alb și unul negru (fig. 3.56).

Discul este luminat de o lampă cu incandescență de inerție mică, fixă, alimentată de la circuitul care alimentează motorul. În momentul cînd lampa are intensitatea luminoasă maximă discul are o poziție oarecare în raport cu reperul Q (axa sectorului *1*). Dacă motorul s-ar învîrti la sincronism, atunci după o jumătate de perioadă a tensiunii de alimentare s-ar roti cu unghiul $180°/p$, adică un unghi care corespunde la două sectoare, deci sectorul *3* va veni exact în poziția pe care o avea sectorul 1. După acest interval de timp intensitatea luminoasă devine din nou maximă luminînd un sector de aceeași culoare și în aceeași poziție. Deoarece lampa luminează mai puțin între două maxime discul va fi văzut ca fiind fix. Dacă $n_2 < n_1$ în momentul maximului următor al iluminării sectorul *3* nu va mai ocupa exact locul sectorului *1* ci va rămînea puțin în urmă (poziția punctată). Discul va apărea mișcîndu-se în sens contrar mișcării motorului cu o viteză $n_1 - n_2$. Dacă în timpul t discul se învîrtește de m ori atunci $m/t = n_1 - n_2 = sn_1 = sf_1/p$ de unde rezultă $s = pm/tf_1$.

O măsurare comodă a alunecării se face cu aparate electronice.

3.19. CUPLURILE PARAZITE ALE MOTORULUI ASINCRON

Prezența armonicilor de ordin superior în unda cîmpului magnetic conduce la apariția unor cupluri și forțe care pot în anumite condiții să înrăutățească funcționarea motorului sau chiar s-o facă imposibilă.

Aceste armonici sînt cauzate în principal de repartiția nesinusoidală de-a lungul pasului polar a înfășurărilor și de prezența crestăturilor pe cele două armături.

Cuplurile electromagnetice corespunzătoare acestor armonici se numesc cupluri parazite. În funcţie de alunecarea s aceste cupluri pot fi pozitive sau negative în raport cu cuplul electromagnetic al fundamentalei şi în unele cazuri pot atinge valori comparabile cu ale cuplului nominal. Se manifestă dezavantajos, în mare măsură în regim de motor şi în special la motoarele cu rotorul în colivie, în procesul de pornire putînd duce la funcţionarea motorului la o turaţie mai mică decît cea normală. La maşinile cu inele, importanţa lor este mai redusă, pentru că există posibilitatea măririi cuplului de pornire. Cuplurile parazite apar datorită interacţiunii armonicilor statorice şi rotorice ale cîmpului magnetic. Efectele armonicilor de ordin superior se manifestă prin prezenţa cuplurilor parazite asincrone şi sincrone şi a forţelor de vibraţie.

Cuplurile parazite asincrone. Datorită distribuţiei nesinusoidale a înfăşurărilor de-a lungul pasului polar apar armonici de ordinul $\nu=6k\pm1$ $(k\neq 0)$, dintre care cele cu $(+)$ se rotesc în sensul fundamentalei (se rotesc direct) şi cele cu $(-)$ în sens contrar fundamentalei (se rotesc invers).

Turaţia acestor armonici este $n_\nu=\pm n_1/\nu$. Cîmpurile magnetice ale acestor armonici induc în înfăşurarea rotorică t.e.m. deci şi curenţi (circuitul rotoric este închis) de frecvenţă $f_{2\nu}=s_\nu f_1$, unde

$$s_\nu=\frac{n_\nu-n_2}{n_\nu}=\frac{\pm n_1/\nu-n_2}{\pm n_1/\nu}=\frac{\pm n_1-\nu n_1+\nu n_1-\nu n_2}{\pm n_1}=1\pm\nu(s-1). \tag{3.104}$$

Aceste armonici produc cupluri electromagnetice M_ν în acelaşi mod ca şi fundamentala cîmpului magnetic avînd o variaţie de aceeaşi formă în raport cu alunecarea s_ν. În figura 3.57 sînt reprezentate cuplurile M_5 şi M_7 corespunzătoare armonicilor $\nu=5$ şi respectiv $\nu=7$, de asemenea se prezintă şi cuplul electromagnetic corespunzător fundamentalei $(\nu=1)$. Pentru $s_5=0$ cuplul $M_5=0$ şi corespunde la $s=1{,}2$, pentru $s_\nu>0$ din relaţia (3.104) rezultă $s<1{,}2$; pentru aceste valori $M_5>0$ în raport cu fundamentala, iar pentru $s>1{,}2$ rezultă $M_5<0$. Cu aceste date s-a reprezentat cuplul M_5. Analog se reprezintă şi M_7 cu precizarea că pentru $s_7>0$ cuplul $M_7>0$ adică de acelaşi semn cu fundamentala deoarece armonica 7 are sensul de rotaţie direct. Cuplurile parazite asincrone deformează curba cuplului rezultant M (fig. 3.57), astfel încît la o anumită formă de variaţie a cuplului rezistent există riscul să se stabilească un punct de funcţionare stabilă în apropierea turaţiei de sincronism n_ν a armonicii respective (de exemplu punctul B) şi nu a fundamentalei. Se spune că maşina s-a „prins" sau s-a „agăţat". Pentru a putea executa pornirea în acest caz, trebuie micşorat cuplul rezistent sau mărit cuplul rezultant.

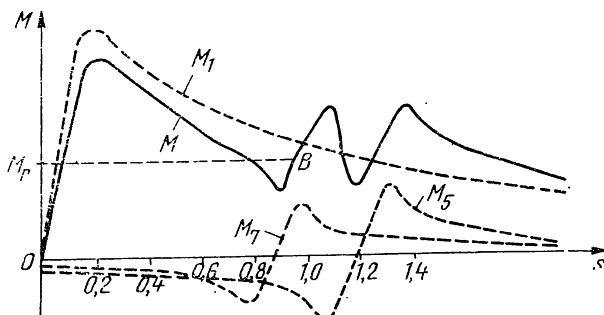


Fig. 3.57. Cupluri parazite asincrone.

Ordinul armonicilor cîmpului magnetic rotoric produs de curentul de frecvență $f_{2\nu}$ depinde de tipul înfășurării rotorice: dacă înfășurarea rotorică are același număr de faze și număr de poli ca în înfășurarea statorică atunci cîmpul magnetic rotoric are armonici de același ordin ca și cîmpul magnetic rotoric; în cazul în care numărul de faze diferă și $p \neq 1$ (înfășurarea de tip colivie unde $m_2 = Z_2 = Q_2$) atunci armonica statorică de ordinul ν produce armonici rotorice de ordinul $\mu = \nu + k_1 m_2/p$; $k_1 \in N$.

Turația armonicii μ, în raport cu rotorul, este de μ ori mai mică decît cea a fundamentalei de frecvență $f_{2\nu}$, deci:

$$n_\mu = \frac{1}{\mu} [1 - \nu (1 - s) n_1]. \tag{3.105}$$

O importanță deosebită o au armonicile de dinți al căror ordin este $\nu_z = 2 k q_1 m \pm 1 = k \frac{Z_1}{p} \pm 1$, $k \in N - \{0\}$ din cauză că au amplitudini relativ mari, iar factorul de repartiție k_q este același cu cel corespunzător fundamentalei. Aceste armonici induc în fazele rotorului t.e.m. și deci curenți afectați de factorul de bobinaj și de factorul de înclinare al rotorului. Cu cît coeficienții sînt mai reduși cu atît cîmpurile magnetice de reacție ale rotorului vor fi mai slabe și deci cuplurile asincrone rezultate neglijabile.

Deoarece mașinile cu rotor în colivie se utilizează în cea mai mare măsură ca motor se urmărește diminuarea cuplurilor asincrone prin alegerea numărului de crestături Z_2 astfel ca armonicii de dinți care se rotește în sens direct, de ordinul cel mai mic ($k = 1$) să-i corespundă un factor de înclinare cît mai aproape de zero; $k_c = 0$ dacă $\nu_z c \pi/2\tau = \pi$, dar $\tau = Z_2 t_2/2p$, rezultă $c = Z_2 t_2/(Z_1 + p)$.

Dacă se are în vedere armonica de dinți care se rotește în sens invers, atunci la numitorul expresiei lui c se pune $\pm p$.

Practic este suficient ca factorul de înclinare $k_{c\nu z} \leqslant 0{,}23$, atunci $c\nu_z \pi/ /2\tau \geqslant 2{,}5$, ceea ce revine ca la $c/t_2 = 1$, să existe relația: $Z_2 \geqslant 1{,}25 (Z_1 \pm p)$, ceea ce înseamnă că este satisfăcătoare o înclinare a crestăturilor rotorice cu o valoare mai mare sau mai mică, apropiată de t_1 — pasul crestăturii statorice.

Cupluri parazite sincrone. Există posibilitatea ca o anumită armonică statorică de ordinul ν să aibă același număr de poli ca și o armonică rotorică, ultima cauzată de o armonică statorică de ordin diferit de ν. Cîmpurile magnetice ale acestor armonici interacționează ca și în cîmpurile magnetice ale unei mașini sincrone. La o anumită valoare a turației rotorului, cele două armonice se găsesc în repaus una față de alta și astfel se stabilește un cuplu antrenant sau de frînare. Acest cuplu suplimentar se numește cuplu parazit sincron. Turația față de stator a armonicii rotorice de ordinul μ, cauzată de armonica statorică de ordinul ν, după (3.105) este

$$n_\mu + n_2 = \frac{1}{\mu} [1 - \nu (1 - s)] n_1 + n_1 (1 - s) = \frac{1}{\mu} [1 - (\nu - \mu)(1 - s)] n_1 \tag{3.106}$$

Din condiția ca acestă turație să fie egală cu cea a armonicii statorice de ordinul ν_1 rezultă:

$$\frac{1}{\nu_1} = \frac{1}{\mu} [1 - (\nu - \mu)(1 - s)]$$

care determină toate valorile alunecării pentru care iau naștere cupluri parazite sincrone la o mașină asincronă dată.

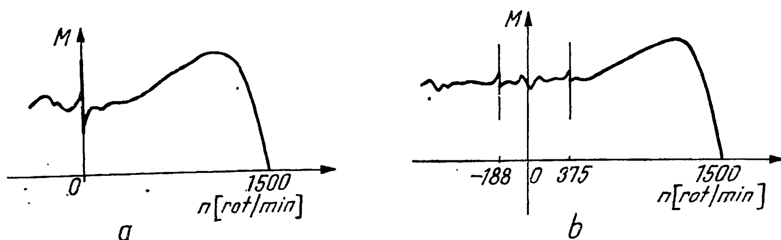


Fig. 3.58. Cupluri parazite sincrone la o mașină asincronă cu $Z_1 = 36$: *a* — la turație nulă ($Z_2 = 24$); *b* — la turație diferită de zero ($Z_2 = 16$).

Corelînd ordinul armonicilor cu numerele de poli p și cu numerele de dinți Z_1 și Z_2, se obțin legături între Z_1 și Z_2 care tebuie evitate în practică:

$$Z_1 = Z_2;\quad Z_2 = Z_1 \pm 2p;\quad Z_2 = 6Kp,\ K \in N:\ 2Z_2 = Z_1$$
$$Z_2 = 6Kp \pm 2p;\quad Z_2 = 2Z_1 \pm 2p;\quad Z_2 = \frac{1}{2}Z_1 \pm p. \tag{3.107}$$

În figura 3.58 sînt date curbele cuplurilor unei mașini pentru două valori ale lui Z_2. Cuplul sincron poate fi la turația zero, sau la o turație diferită de zero.

Pentru valoarea turației corespunzătoare alunecării determinată de (3.104), aceste cupluri acționează constant asupra arborelui. La turații diferite de acestea cuplurile respective variază alternativ în timp, devin pendulare, fiind în anumite momente acceleratoare, iar în altele, deceleratoare. Dacă mașina are părți cu frecvență de rezonanță mecanică egală cu frecvența cuplurilor pendulare, atunci apare zgomot.

Forțe de vibrație. Cînd două armonici statorice, rotorice sau una statorică și cealaltă rotorică au numerele de ordine care diferă cu 1 și se rotesc în sensuri opuse, apar în întrefier regiuni cu cîmp mai intens și altele cu cîmp mai puțin intens și regiunile respective se deplasează de-a lungul periferiei mașinii. Acest fapt are ca urmare o solicitare unilaterală, după rază, a mașinii, cu o anumită frecvență care în caz că este aceeași cu frecvența de rezonanță a unor piese neconsolidate, se produce zgomot. Aceste forțe se numesc forțe de vibrație și au loc cînd numerele lor de ordine corespund relației:

$$\nu p \pm \lambda p = \pm (1; 2; 3; \ldots). \tag{3.108}$$

Dacă ν și λ satisfac relația $\nu p \pm \lambda p = \pm (2; 3; \ldots)$ forțele sînt plasate în vîrfurile unui poligon regulat cu 2,3 ... laturi.

Dacă $\nu p \pm \lambda p = \pm 1$ forțele de vibrație solicită arborele mașinii la încovoiere. Aceste forțe de vibrație prin mișcarea pieselor asupra cărora acționează, provoacă variația energiei și prin aceasta modifică curba cuplului. În figura (3.59) este reprezentată curba cuplului unui motor de inducție în care au loc forțe de vibrație.

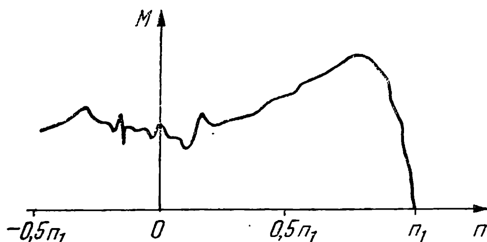


Fig. 3.59. Curba cuplului unui motor asincron cu forțe de vibrație.

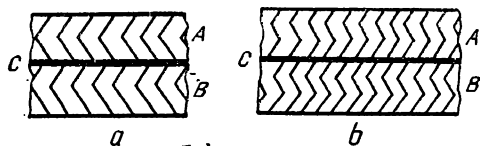
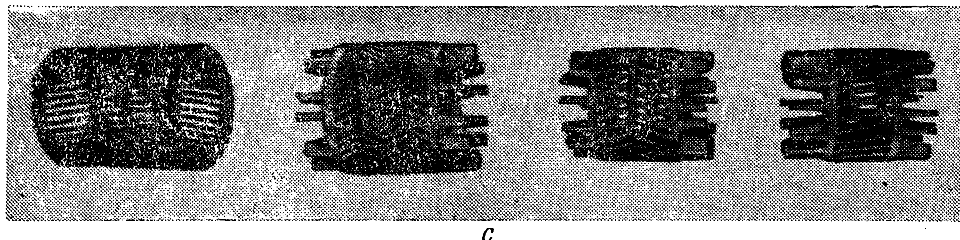


Fig. 3.60. Rotoare cu crestături înclinate.



În conformitate cu cele prezentate, o mașină asincronă poate fi considerată ca fiind compusă dintr-o mașină asincronă de bază corespunzătoare armonicilor fundamentale și o serie de alte mașini asincrone și sincrone corespunzătoare armonicilor de ordin superior, fiecare cu o anumită turație de sincronism, toate cuplate pe același arbore. Fiecare mașină funcționează în regimul corespunzător turației unice a arborelui și turației cîmpului magnetic învîrtitor propriu.

Reducerea efectelor armonicilor se face luîndu-se următoarele măsuri: se aleg numere de crestături potrivite în stator și rotor pe baza încercărilor practice și a rezultatelor teoretice, se alege o înfășurare potrivită în stator cu pas scurtat și cu numărul q_1 favorabil reducerii armonicilor, se înclină crestăturile unei armături în raport cu celelalte armături pentru obținerea unui factor de înclinare corespunzător, se mărește întrefierul în vederea reducerii armonicilor din curba inducției magnetice dar aceasta conduce la înrăutățirea factorului de putere. La mașinile asincrone cu rotor în colivie, pe lîngă aceste măsuri, se mai utilizează înclinarea dublă sau multiplă a crestăturilor rotorice și inele de scurtcircuitare intermediare pentru anularea forțelor axiale care apar la înclinarea simplă. Rotoarele cu astfel de crestături înclinate în zigzag au înfășurarea din aluminiu. În figura 3.60, *a*, inelul intermediar este C, iar cele două părți au înclinări duble sub formă de săgeată. În figura 3.60, *b*, sînt prezentate înclinări triple. Pentru a nu influența cele două părți *A* și *B*, capătul unei bare se conectează la inelul comun *C*, la mijlocul distanței dintre locurile de conexiune a două bare alăturate din cealaltă parte. În figura 3.60, *c* se prezintă coliviile unor astfel de rotoare.

3.20. REGIMURI SPECIALE DE FUNCȚIONARE ALE MAȘINII ASINCRONE

3.20.1. MAȘINA ASINCRONĂ CU DUBLĂ ALIMENTARE

Are rotorul bobinat și alimentat prin inele de la o rețea de frecvență f_2, în timp ce statorul este conectat la o rețea de frecvență f_1 cum se arată în figura 3.61. Turația de regim a rotorului mașinii este $n=n_1(1-s)$. Statorul produce un cîmp magnetic învîrtitor de turație $n_1=f_1/p$ iar rotorul, un cîmp magnetic învîrtitor de turație $n_2=f_2/p$.

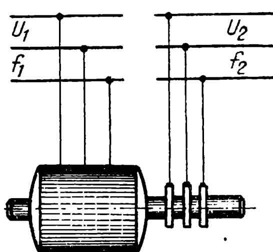


Fig. 3.61. Mașina asincronă cu dublă alimentare.

Pentru a produce cuplu electromagnetic, cele două cîmpuri trebuie să aibă o poziție relativă fixă unul față de celălalt. Prin urmare din acest punct de vedere turația rotorului este $n = n_1 \mp n_2$, semnul (—) corespunde aceleiași succesiuni a fazelor în stator și în rotor și semnul (+) la succesiuni diferite.

Expresia alunecării devine

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1} = \pm \frac{n_2}{n_1} = \pm \frac{f_2}{f_1} \tag{3.109}$$

și turația de regim a rotorului capătă forma

$$n = n_1 (1 \mp f_2/f_1)$$

în care semnul (—) corespunde aceleiași succesiuni în stator și în rotor. Dacă frecvențele f_1 și f_2 sînt fixe, turația rotorului este fixă. În particular dacă $f_1 = f_2$ rezultă numai două turații posibile pentru rotor și anume $n = 0$ și $n = 2\,n_1$.

Mașina asincronă în regim de dublă alimentare are proprietăți de mașină sincronă. În timpul funcționării ea are tendințe de oscilație. Pentru cazul $s = -1$ mașina trebuie pornită cu ajutorul unor dispozitive speciale. Din aceste motive această mașină nu are o răspîndire prea mare în practică.

3.20.2. REGIMUL DE ARBORE ELECTRIC

Se întîlnește cînd este necesar ca două mașini asincrone plasate la distanță una față de alta, să funcționeze la turații riguros egale. În figura 3.62 se prezintă schema unui arbore electric fără mașini de egalizare. Mașinile asincrone M_1 și M_2 au rotoarele bobinate și cuplate la același reostat, iar statoarele alimentate de la aceeași rețea. Aceste mașini avînd aceeași tensiune și frecvență rotorică, au aceeași alunecare, prin urmare au și aceeași turație, fără a avea un cuplaj mecanic între rotoarele lor. În acest fel este posibil să se transmită cupluri pe cale electrică între mașini, din care cauză această schemă este cunoscută sub denumirea de *arbore electric*. Dacă mașinile M_1 și M_2 au cupluri la arbore diferite (sarcinile T_1 și T_2 se încarcă diferit) axele omoloage rotorice ale mașinilor se decalează cu un unghi oarecare proporțional cu diferența de încărcare a sarcinilor T_1 și T_2 dar rămîn sincrone. Prin înfășurările rotorice se stabilește un curent de egalizare care produce cupluri de sensuri opuse în cele două mașini și anume un cuplu motor în mașina mai încărcată și un cuplu de frînare în mașina mai puțin încărcată.

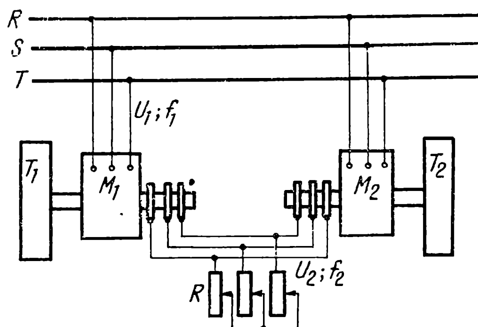


Fig. 3.62. Schema a două mașini asincrone cuplate în arbore electric.

În final, cuplurile mașinilor M_1 și M_2 se egalizează și turația lor sincronă se păstrează. Cuplul suplimentar ce se stabilește datorită curentului de egalizare și uniformizează încărcările mașinilor M_1 și M_2 se numește *cuplu sincronizant* sau *de egalizare*. Dacă sarcinile T_1 și T_2 se încarcă diferit peste o anumită limită, cuplul sincronizant

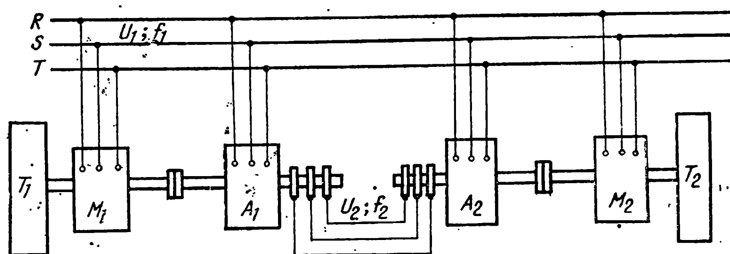


Fig. 3.63. Arbore electric cu mașini de egalizare.

nu mai poate egaliza cele două mașini M_1 și M_2 și legătura lor sincronă se rupe (mașinile ies din sincronism). În această situație se poate folosi schema din figura 3.63 numită *arbore electric cu mașini de egalizare.*

În această schemă cuplul motor este dezvoltat de mașinile M_1 și M_2, care se rotesc sincron, iar cuplul sincronizant este asigurat în mod separat de mașinile asincrone auxiliare A_1 și A_2, care au înfășurările rotorice legate direct.

Avantajele stabilirii cuplului sincronizant prin intermediul unor mașini auxiliare, constau în faptul că se pot obține valori mari pentru tensiunile și frecvențele rotorice și deci cupluri sincronizante mari, fără pierderi, deoarece reostatul R prezent în schema 3.62 nu mai este necesar. Arborele electric cu mașini de egalizare se utilizează în acționările grele, cînd apar diferențe foarte mari între încărcările mașinilor M_1 și M_2.

3.20.3. REGIMUL DE MODIFICATOR DE FRECVENȚĂ

Apare atunci cînd antrenînd o mașină asincronă F cu rotorul bobinat, avînd înfășurarea statorică conectată la rețeaua de frecvență f_1, cu o altă mașină A (fig. 3.64), la diferite turații, la inelele mașinii F se obține o tensiune de frecvență variabilă f_2 dată de relația:

$$f_2 = \frac{n_1 \pm n}{n_1} \cdot f_1 = f_1 \pm n\, p_F \quad (3.110)$$

în care n este turația rotorului mașinii F iar p_F este numărul de perechi de poli ai acestei mașini. Semnul (—) se ia atunci cînd n are sensul cîmpului învîrtitor produs de statorul mașinii F iar semnul (+) cînd are sens opus.

Mașina asincronă F a devenit o sursă de c.a. de frecvență variabilă. În comparație cu un grup motor-generator, modificatorul de frecvență are dimensiuni mai mici, este mai ieftin și are randament mai ridicat. Un dezavantaj important ale acestei mașini îl constituie faptul că tensiunea secundară nu poate fi modificată la o frecvență dată.

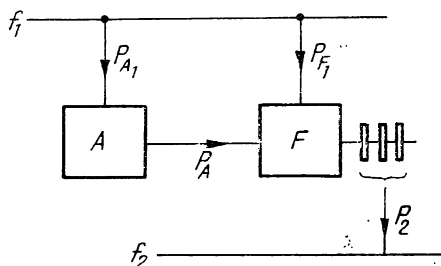


Fig. 3.64. Schema unui modificator de frecvență.

Un caz particular al modificatorului de frecvență îl constituie regulatorul de fază. În această situație turația modificatorului este nulă.

3.20.4. REGULATORUL DE INDUCȚIE

Mașina asincronă cu rotorul blocat funcționează ca un transformator electric. Regulatorul de inducție este o astfel de mașină asincronă cu rotorul bobinat, folosită pentru reglarea tensiunii rețelelor de curent alternativ între două limite date U_{2max} și U_{2min}. În majoritatea cazurilor, regulatoarele de inducție sînt trifazate. De aceea se vor face cîteva referiri numai la acestea. Pentru puteri pînă la (40÷50) kVA regulatoarele de inducție se construiesc cu răcire forțată cu aer. Peste 50 kVA acestea se realizează în cuvă, răcite cu ulei, ca și transformatoarele electrice.

Regulatoarele de inducție trifazate se realizează uzual în două forme constructive: regulatoare simple și regulatoare duble.

a) *Regulatorul de inducție simplu* are schema electrică și diagrama de fazori prezentate în figura 3.65. Rotorul constituie primarul și se leagă în derivație la rețeaua de tensiune $\underline{U}_1$, iar secundarul îl constituie statorul și se leagă în serie la această rețea. Înfășurarea trifazată rotorică alimentată de la rețeaua de alimentare de tensiune $\underline{U}_1$ creează un cîmp magnetic învîrtitor, care induce în stator t.e.m. $\underline{E}_2$

Dacă receptorul conectat la bornele de tensiune $\underline{U}_2$ este simetric, pentru studiul regimului de regulator de inducție este suficient să se considere fazele omoloage din stator și rotor.

Neglijînd căderile de tensiune pe rezistențele și reactanțele de scăpări ale înfășurărilor, tensiunea secundară $\underline{U}_2$ este dată de relația fazorială:

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{E}_2. \tag{3.111}$$

Modulul tensiunii $\underline{U}_2$ se determină cu relația

$$U_2 = \sqrt{U_1^2 + E_2^2 + 2\,U_1\,E_2 \cos\alpha} \tag{3.112}$$

și variază între $U_{2min} = U_1 - E_2$ și $U_{2max} = U_1 + E_2$. Unghiul α se variază rotind rotorul cu ajutorul unui dispozitiv mecanic (obișnuit o roată dințată și un șurub fără sfîrșit).

Ca și la autotransformatorul electric, puterea absorbită de regulator se transmite secundarului pe două căi: pe cale galvanică prin cuplajul galvanic al înfășurărilor și pe cale electromagnetică prin intermediul cîmpului electromagnetic al regulatorului.

Dimensionarea regulatorului se face în funcție de puterea electromagnetică (de calcul) a acestuia. Dacă la bornele de tensiune U_2 ete conectată o sarcină, curentul care se stabilește în regulator produce un cuplu electro-

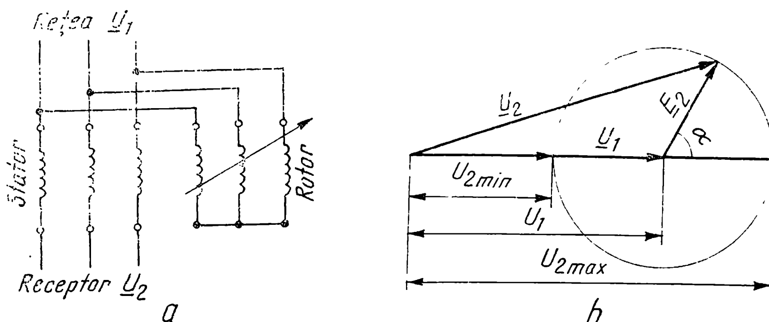
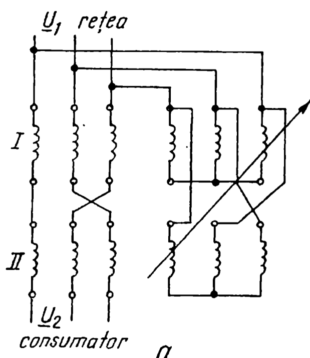


Fig. 3.65. Regulator de inducție simplu (*a*) și diagrama de fazori (*b*).



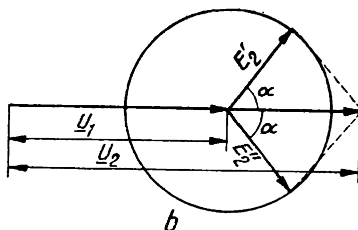


Fig. 3.66. Regulator de inducție dublu (*a*) și diagrama de fazori (*b*).

magnetic (egal cu cuplul de pornire) care tinde să rotească rotorul în sensul cuplului. De aceea trebuie ca rotorul să fie blocat. Tensiunile U_1 și U_2 ale regulatorului diferă între ele atît ca mărime cît și ca fază. Datorită acestui fapt reglarea tensiunii nu este posibilă cînd regulatorul funcționează în paralel cu un transformator electric. În plus dispozitivele de blocare a rotorului trebuie să asigure o funcționare sigură a regulatorului. Aceste neajunsuri ale regulatorului simplu se elimină dacă se utilizează un regulator dublu.

b) *Regulatorul de inducție dublu* are schema electrică și diagrama de fazori prezentate în figura 3.66. Rotoarele regulatorului sînt plasate pe același arbore și sînt alimentate de la rețeaua de alimentare U_1 cu succesiuni diferite. Statoarele sînt înseriate tot cu succesiuni diferite. Acest lucru conduce, în sarcină, la apariția a două cupluri egale de sens contrar, care acționează asupra rotorului, dacă cele două regulatoare sînt identice și factorul de putere al receptorului $\cos\varphi_2=1$. Cuplul rezultant este nul. Dacă $\cos\varphi_2\neq1$, atunci cele două cupluri de sens contrar devin inegale și în acest caz trebuie luate măsuri de blocare a rotorului. Tensiunea secundară $\underline{U}_2$ este dată de relația fazorială (neglijînd căderile de tensiune pe rezistențele și reactanțele de scăpări ale înfășurărilor):

$$\underline{U}_2 = \underline{U}_1 + \underline{E}_2' + \underline{E}_2'' \qquad (3.113)$$

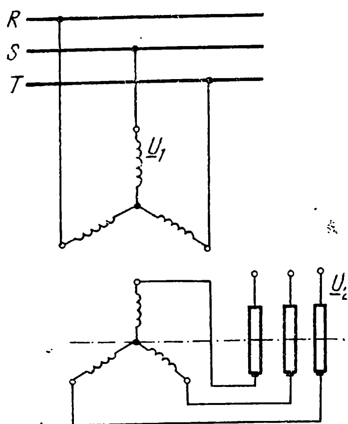


Fig. 3.67. Regulator de fază.

și ținînd seama că $\underline{E}_2' = \underline{E}_2'' = E_2$, modulul tensiunii de sarcină este dat de relația

$$U_2 = U_1 + 2\,E_2 \cos\alpha \qquad (3.114)$$

și variază între limitele $U_{2\,min} = U_1 - 2\,E_2$ și $U_{2\,max} = U_1 + 2\,E_2$.

Din diagrama fazorială din figura 3.66 se constată că pentru orice poziție a rotorului tensiunile U_1 și $\underline{U}_2$ sînt în fază.

3.20.5. REGULATORUL DE FAZĂ

O mașină asincronă cu rotorul bobinat și calat, cu schema prezentată în figura 3.67 este un regulator de fază. Statorul regulatorului se

alimentează de la rețeaua de tensiune U_1 iar capetele înfășurărilor rotorice se scot la cele trei inele colectoare ale regulatorului. Dacă deplasăm rotorul regulatorului cu un unghi α față de stator, t.e.m. indusă în rotor rămîne constantă ca modul dar variază ca fază. Prin urmare tensiunea secundară U_2 culeasă la inele rămîne aceeași ca valoare dar își schimbă faza odată cu schimbarea poziției rotorului.

Regulatorul de fază este utilizat în special în laboratoarele de măsurări electrice și magnetice.

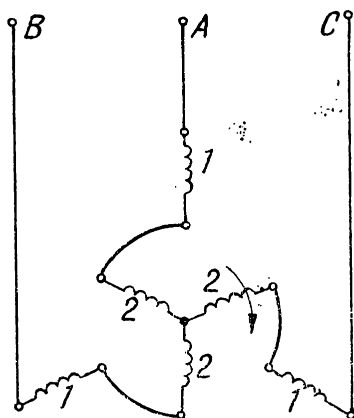


Fig. 3.68. Regim de bobină reglabilă.

3.20.6. REGIMUL DE BOBINĂ REGLABILĂ

Dacă mașina are același număr de faze în rotor ca și în stator și se conectează înfășurările statorice *1* și rotorice *2* în serie, ca în figura 3.68 cu aceeași succesiune a fazelor, mașina are regimul de dublă alimentare cu turație nulă. În această situație mașina are o impedanță echivalentă dependentă de poziția rotorului față de stator. Mașina se folosește ca o impedanță variabilă (sarcină variabilă).

3.21. MAȘINA ASINCRONĂ LINIARĂ

Tăind o mașină asincronă normală după o generatoare și desfăcînd-o în plan se obține o mașină asincronă liniară. În figura 3.69 se prezintă o mașină liniară asincronă în care *1* este inductorul și *2* este indusul. Principiul de funcționare al mașinii liniare este același cu al mașinii rotative, cu deosebirea că aici nu mai avem cîmp magnetic învîrtitor ci progresiv, iar cuplul M și turația n își pierd semnificația, locul lor fiind luat de forța longitudinală F și viteza v. Alunecarea motorului se definește în raport cu viteza de sincronism v_1 și de viteza la un moment dat a indusului v cu relația $s = (v_1 - v)/v_1$. Viteza de sincronism v_1 se deduce similar cu mașina asincronă rotativă $v_1 = \pi D n_1$ în care se înlocuiește $\pi D = 2p\tau$ și $n_1 = f/p$ obținîndu-se expresia:

$$v_1 = 2\tau f \tag{3.115}$$

în care τ este pasul polar iar f frecvența. Spre deosebire de mașina rotativă, la mașina asincronă liniară viteza de sincronism nu mai este funcție de numărul de perechi de poli ci doar de pasul polar și frecvență. Alegînd valori potrivite ale acestor mărimi se obțin mașini liniare avînd viteze de la cîțiva m/s pînă la 100 m/s și chiar mai mult.

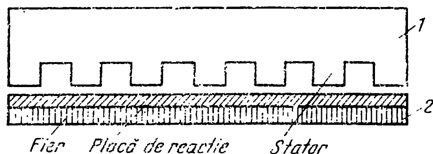


Fig. 3.69. Schița mașinii liniare de inducție.

Uzual se întîlnesc două tipuri de motoare liniare și anume: cu inductorul scurt și indusul lung (fig. 3.70, *a*) sau cu inductorul lung și indusul scurt (fig. 3.70, *b*). Inductorul acestor mașini poate fi bilateral (dublu

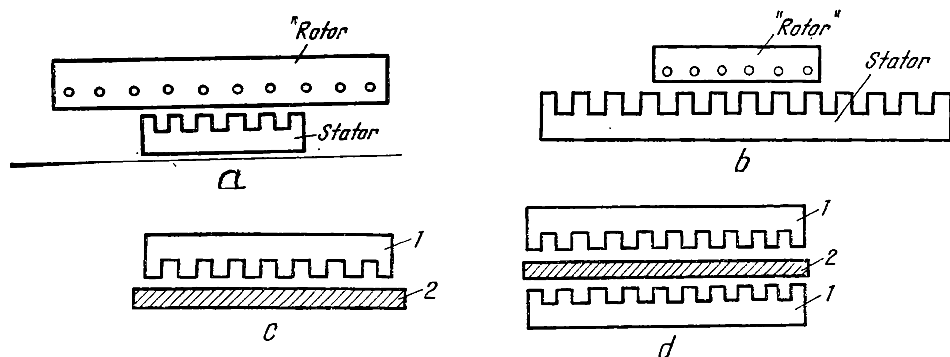


Fig. 3.70. Tipuri de mașini asincrone liniare.

cum se arată în figura 3.70, *d* sau unilateral (simplu) ca în figura 3.70, *c*. Indusul mașinii este în general o placă feromagnetică pentru închiderea cîmpului magnetic peste care se suprapune o placă conductoare de cupru sau aluminiu. Sînt situații cînd placa conductoare lipsește, rămînînd numai placa feromagnetică.

Mașinile asincrone liniare prezintă două fenomene specifice și anume:

a) *efectul de margine* sau transversal, care constă în faptul că în indus, sub inductor spre marginile acestuia, curenții au și componente longitudinale care nu contribuie la forța de propulsie a motorului ci deformează repartiția inducției magnetice după direcția transversală. În acest fel, rezistența echivalentă a indusului se majorează afectînd alura caracteristicii mecanice $F=f(v)$ a motorului și de asemenea cresc și pierderile suplimentare în indus.

b) *efectul de capăt* sau longitudinal, care constă în stabilirea curenților electrici în indus atunci cînd placa intră în cîmpul magnetic al inductorului și în stingerea lor cînd iese din cîmp. Limitarea lui se realizează în primul rînd prin creșterea numărului de poli care este indicat să fie mai mare decît 6. Atît efectul de margine cît și cel de capăt au o influență negativă asupra performanțelor mașinii, ducînd la pierderi suplimentare de energie. La viteze mari se caută să se reducă în special efectul longitudinal.

Motorul asincron linear are o serie de avantaje importante printre care cel legat de posibilitatea obținerii directe a mișcării de translație. Este utilizabil în tracțiunea electrică, în instalațiile industriale unde sînt necesare viteze mici de deplasare, în transporturi etc.

Dezavantajele sînt legate de prezența efectelor de capăt și se traduc prin forțe parazite, pierderi suplimentare și curenți nesimetrici în înfășurările de fază, prin alunecări mai mari, un randament și un factor de putere inferior motorului rotativ de inducție.

3.22. FUNCȚIONAREA MAȘINII ASINCRONE ÎN REGIMURI NESIMETRICE

În condiții de exploatare, sistemul trifazat al tensiunilor de alimentare a mașinii asincrone poate fi nesimetric. Regimuri nesimetrice pot apărea ca urmare a conectării nesimetrice a înfășurărilor, a nesimetriilor construc-

tive sau a intercalării unor elemente de impedanţe inegale în circuitul statoric. Aceste cazuri se pot reduce la cel al alimentării maşinii asincrone cu tensiuni nesimetrice.

Sistemul nesimetric al tensiunilor aplicat maşinii asincrone se descompune în trei sisteme simetrice, de succesiune directă U_d, inversă U_i şi homopolar U_h. Sistemul homopolar nu produce cîmp învîrtitor, deci faţă de acest sistem maşina se comportă ca o bobină trifazată de impedanţă Z_h (fig. 3.71, *a*). Faţă de sistemul simetric direct de tensiuni care produce un cîmp învîrtitor în sensul succesiunii fazelor maşina se comportă ca o maşină asincronă de alunecare s şi impedanţă $\underline{Z}_d = \underline{Z}(s)$ (fig. 3.71, *b*). Sistemul de tensiuni invers produce un cîmp învîrtitor care se roteşte în sens invers succesiunii fazelor şi are alunecarea $s_i = 2 - s$, faţă de acest sistem maşina se comportă ca o maşină asincronă cu alunecarea $2 - s$ şi impedanţa $\underline{Z}_i = \underline{Z}(2 - s)$, (fig. 3.71, *c*). Pentru $s = 0{,}01...0{,}06$ impedanţa Z_i este de ordinul impedanţei Z_k sau mai mică, cum $i_p = 4...7$, rezultă $Z_d = (4...7)\, Z_i$. La o nesimetrie a tensiunilor $U_i/U_d = 0{,}05$ rezultă o nesimetrie a curenţilor $I_i/I_d = 0{,}2...0{,}35$, pentru cupluri $M_i/M_d = 0{,}02...0{,}04$. Caracteristica mecanică nu este influenţată sensibil, însă regimul de alimentare cu tensiuni nesimetrice este inacceptabil din punct de vedere al pierderilor Joule.

Nesimetria circuitului rotoric. Considerăm circuitul statoric alimentat cu un sistem simetric de tensiuni, cîmpul magnetic învîrtitor produs se va roti în sens direct cu turaţia n_1 (fig. 3.72), rotorul are turaţia n_2 şi în înfăşurările lui se vor induce t.e.m. cu frecvenţa $f_2 = sf_1$. Datorită nesimetriei înfăşurărilor sau a circuitului rotoric se va produce un sistem de curenţi rotorici nesimetrici, care vor produce două cîmpuri învîrtitoare, unul direct avînd turaţia n_1 faţă de stator şi altul invers avînd viteza faţă de stator $n'' = n_2 - sn_1 = 2n - n_1 = n_1(1 - 2s)$ care induce în înfăşurările statorice t.e.m. de frecvenţă $f_1'' = (1 - 2s) f_1$. Curenţii statorici de frecvenţă f_1'' pot da naştere unor fenomene de bătăi, dacă s este mic. Cîmpul învîrtitor invers al curenţilor rotorici interacţionează cu curenţii statorici de frecvenţă f_1'' ca la o maşină asincronă alimentată prin rotor cu curenţi de frecvenţă f_2 şi cu o alunecare a statorului faţă de cîmpul acestor curenţi $s'' = -n''/s\,n_1 = 2 - 1/s$. Sensul şi mărimea cuplurilor electromagnetice pentru cele două sisteme de curenţi se deduc funcţie de s şi s'' (fig. 3.73). Pentru $s \in [0{,}5;\, 1]$, $M_1 > 0$ şi $M_2 > 0$,

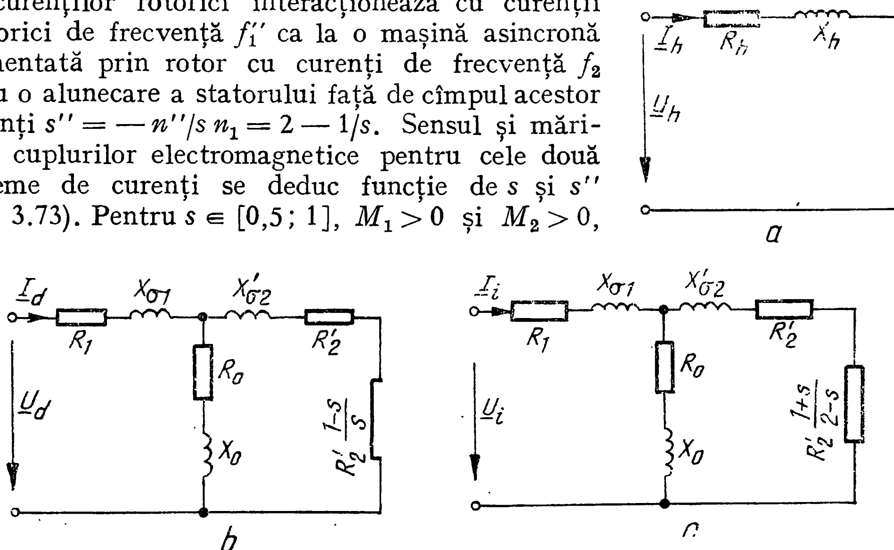


Fig. 3.71. Schemele echivalente corespunzătoare componentelor simetrice.

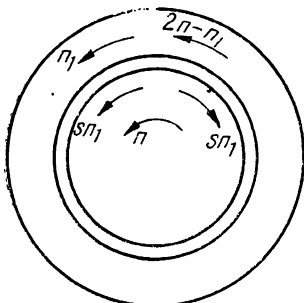


Fig. 3.72. Turațiile cîmpurilor magnetice învîrtitoare la mașina asincronă cu rotorul nesimetric.

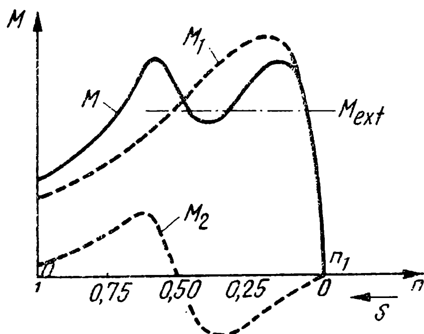


Fig. 3.73. Caracteristica cuplurilor la motorul asincron cu rotorul nesimetric.

pentru $s \in [0;\ 0{,}5]$, $M_1 > 0$ și $M_2 < 0$. Curba cuplului prezintă o șà care face imposibilă pornirea în sarcină a motorului, funcționînd stabil la $s = 0{,}5$ dacă cuplul exterior este mai mare decît minimul curbei $M(s)$, („fenomenul Georges").

3.23. MAȘINA ASINCRONĂ MONOFAZATĂ

Mașina asincronă monofazată are o înfășurare primară monofazată, repartizată în general pe 2/3 din periferia statorului, iar înfășurarea rotorică în colivie.

Înfășurarea monofazată produce cîmpul magnetic

$$b(\theta_s\, t) = B_m \cos \omega_1 t \cos \theta_s = \frac{B_m}{2} \cos(\omega_1 t - \theta_s) +$$

$$+ \frac{B_m}{2} \cos(\omega_1 t + \theta_s) = b_d(\theta_s, t) + b_i(\theta_s, t), \tag{3.116}$$

adică mașina asincronă monofazată poate fi echivalentă cu două mașini asincrone trifazate cuplate pe același ax, care au înfășurările statorice alimentate în serie și de succesiuni diferite (fig. 3.74). Mașina monofazată poate

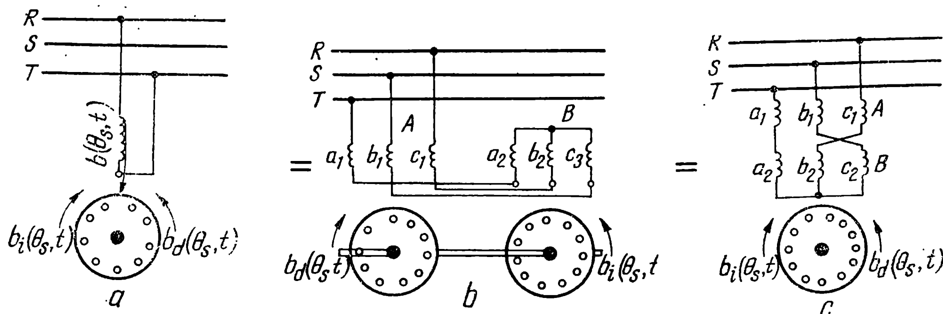


Fig. 3.74. Mașina asincronă monofazată.

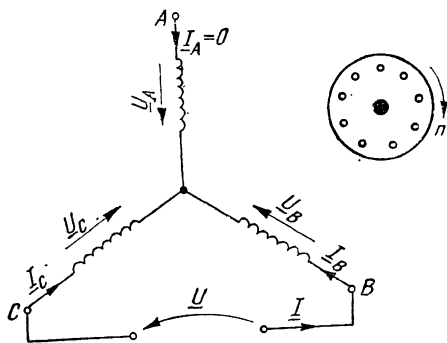


Fig. 3.75. Schema unei mașini asincrone trifazate cu alimentare monofazată.

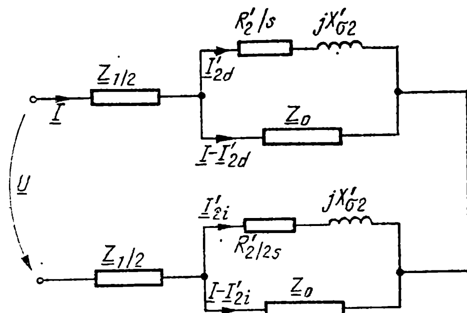


Fig. 3.76. Schema echivalentă a mașinii asincrone monofazate.

fi considerată ca o mașină trifazată simetrică care funcționează în regim dezechilibrat, în care curentul printr-o fază este nul (fig. 3.75). Dacă parametrii mașinii sînt constanți se poate aplica calculul cu componente simetrice:

$$\underline{I}_{Ad} = -\underline{I}_{Ai} = (a - a^2)\,\underline{I}; \quad \underline{I}_{Ah} = 0 \qquad (3.117)$$

Dacă $\quad Z'_{2d} = R'_2/s + j\,X'_{\sigma 2}$ și $\underline{Z}'_{2i} = R'_2/(2-s) + j\,X'_{\sigma 2}$, atunci

$$\underline{Z}_d = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0\,\underline{Z}'_{2d}/(\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_{2d}); \quad \underline{Z}_i = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_0\underline{Z}'_{2i}/(\underline{Z}_0 + \underline{Z}_{2i}) \qquad (3.118)$$

Deoarece $\underline{U}_{Ad} = \underline{Z}_d\,I_{Ad}$ și $\underline{U}_{Ai} = \underline{Z}_i\,\underline{I}_{Ai}$ rezultă $\underline{U} = (\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)\,\underline{I}$, adică schema echivalentă a mașinii monofazate constă din suma impedanțelor $\underline{Z}_d$ și $\underline{Z}'_1$ (fig. 3.76). Din echivalența din figura 3.74 rezultă că $\underline{Z}_{2\tau}$ reprezintă jumătate din impedanța înfășurărilor statorice.

3.23.1. CUPLUL ELECTROMAGNETIC

Se determină ca diferența cuplurilor M_d și M_i, adică:

$$M = M_d - M_i = \left|\frac{\underline{Z}_d}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i}\right| \frac{\dfrac{R'_2}{s}}{(R_1 + c_1R'_2/s)^2 + (X_{1\sigma} + c_1X'_{2\sigma})^2} - \left|\frac{\underline{Z}_i}{\underline{Z}_d + \underline{Z}_i}\right| \frac{R'_2/(2-s)}{|\underline{Z}_1 + \underline{Z}'_{2i}|^2}$$
$$(3.118)$$

Se constată că la pornire ($s=1$) cuplul $M=0$, adică mașina monofazată nu are cuplu de pornire (fig. 3.77).

Cu relația (3.118) se determină influența parametrilor R'_2 și $X'_{2\tau}$ asupra cuplului M (fig. 3.78), s-a raportat la cuplul maxim M_{m3} care l-ar avea mașina dacă ar funcționa în trifazat.

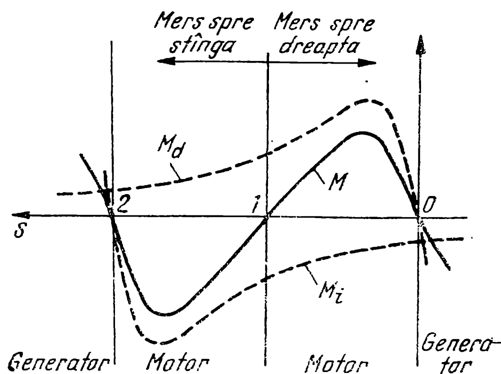


Fig. 3.77. Curba cuplului mașinii asincrone monofazate.

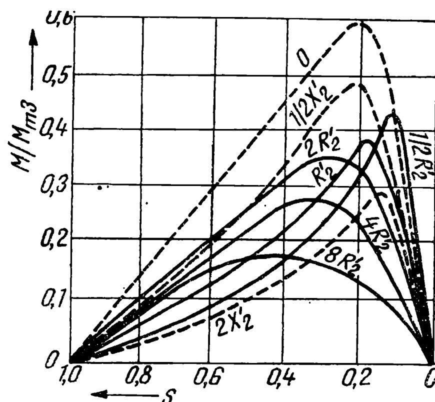


Fig. 3.78. Influența rezistenței R'_2 și a reactanței $X'_{2\tau}$ asupra cuplului mașinii de inducție monofazată, în regim de motor.

3.23.2. DIAGRAMA CERCULUI MAȘINII ASINCRONE MONOFAZATE

Din relația $\underline{U} = (\underline{Z}_d + \underline{Z}_i)\,\underline{I}$ se determină curentul absorbit de mașină în funcție de $\varepsilon = s\,(2 - s)$:

$$\underline{I} = (\underline{A}\,\varepsilon + \underline{B})/(\underline{C}\,\varepsilon + \underline{D}) \tag{3.119}$$

unde $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$ și $\underline{D}$ sînt constante complexe. Locul geometric al vîrfului fazorului $\underline{I}$ este un arc de cerc cuprins între $s = 1$ și $s = \infty$ (fig. 3.79).

Mașina monofazată are curentul de mers în gol mai mare decît cea trifazată. Aceasta conduce la majorarea pierderilor în stator și la scăderea factorului de putere. Curentul de scurtcircuit a mașinii monofazate de asemenea este mai mare decît la mașina trifazată.

3.23.3. MAȘINA MONOFAZATĂ CU FAZĂ AUXILIARĂ

Un avantaj al motorului asincron monofazat este acela că poate fi alimentat de la o sursă monofazată, însă nu are cuplu de pornire. Dacă i se aplică din exterior un cuplu mecanic, motorul pornește în sensul cuplului aplicat. Pentru asigurarea unui cuplu de pornire pe stator se dispune o înfășurare suplimentară decalată cu $\pi/2$ față de cea principală și alimentată de la aceeași rețea (se dispune în $\frac{1}{3} Z_1$ crestături). Dacă se consideră că cele

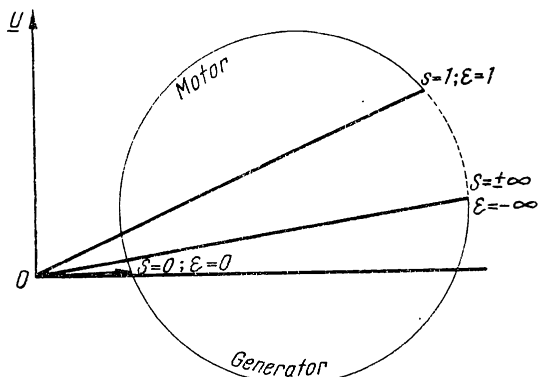


Fig. 3.79. Diagrama cercului mașinii asincrone monofazate.

două înfășurări sînt parcurse de curenții $i_1 = I\sqrt{2}\cos\omega t$ și $i_2 = I\sqrt{2}\cos(\omega t - \pi/2)$ atunci se produc două cîmpuri magnetice pulsatorii:

$$b_1(\theta_s, t) = B_m \cos\omega t \cos\theta_s; \quad b_2(\theta_s, t) = B_m \cos(\omega t - \pi/2)\cos(\theta_s - \pi/2) \quad (3.120)$$

iar cîmpul rezultant este:

$$b(\theta_s, t) = b_1(\theta_s, t) + b_2(\theta_s, t) = B_m \cos(\omega t - \theta_s).$$

Cîmpul rezultant este un cîmp învîrtitor. Mașina se execută cu două înfășurări: una principală și alta de pornire (fig. 3.80).

Curentul din faza auxiliară trebuie să aibă un defazaj cît mai apropiat de 90°, pentru aceasta în faza auxiliară se introduce o rezistență, sau o bobină sau o capacitate (fig. 3.81). Cele mai răspîndite mașini sînt acelea care folosesc în faza auxiliară unul sau două condensatoare (mașină asincronă cu condensator), se disting 3 variante (fig. 3.82). Notînd Z_p, w_p, k_{wp}, U_p mărimile înfășurării principale și Z_a, W_a, k_{wa}, U_a mărimile înfășurării auxiliare atunci pe baza figurii 3.83 se obține:

$$\begin{aligned} &\underline{U}_p = \underline{Z}_p \underline{I}_p - \underline{E}_p; \quad \underline{E}_p = -jk\underline{E}_a; \quad \underline{U}_p = \underline{Z}\,\underline{I}_a + \underline{U}_a; \quad \underline{U}_e = \underline{Z}_e \underline{I}_p \\ &\underline{U}_a = \underline{Z}_a \underline{I}_a - \underline{E}_a; \quad \underline{I}_a = jk\underline{I}_p; \quad \underline{Z}_e = \underline{Z}_p + \underline{Z}_0 \underline{Z}'_{2s}/(\underline{Z}_0 + \underline{Z}'_{2s}). \end{aligned} \quad (3.121)$$

Condiția de a avea cîmp magnetic circular este ca solenațiile celor două înfășurări să fie egale și în cuadratură $(jI_p = I_a/k)$, $k = w_p k_{wp}/w_a k_{wa}$.

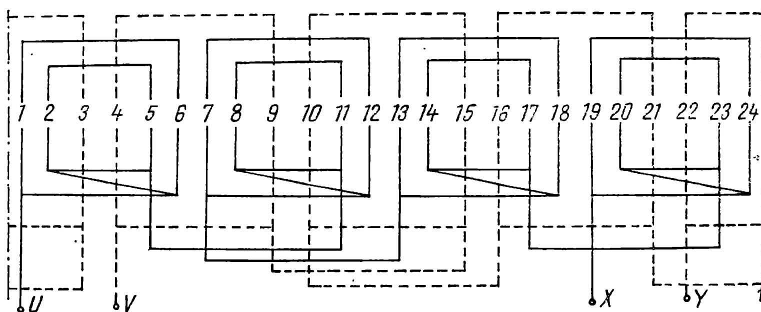


Fig. 3.80. Înfășurarea unui motor asincron monofazat.

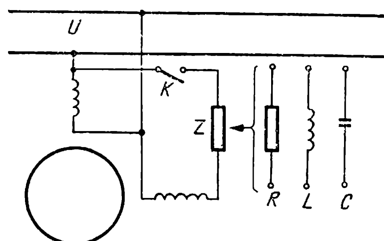


Fig. 3.81. Schema unei mașini asincrone monofazate cu fază auxiliară.

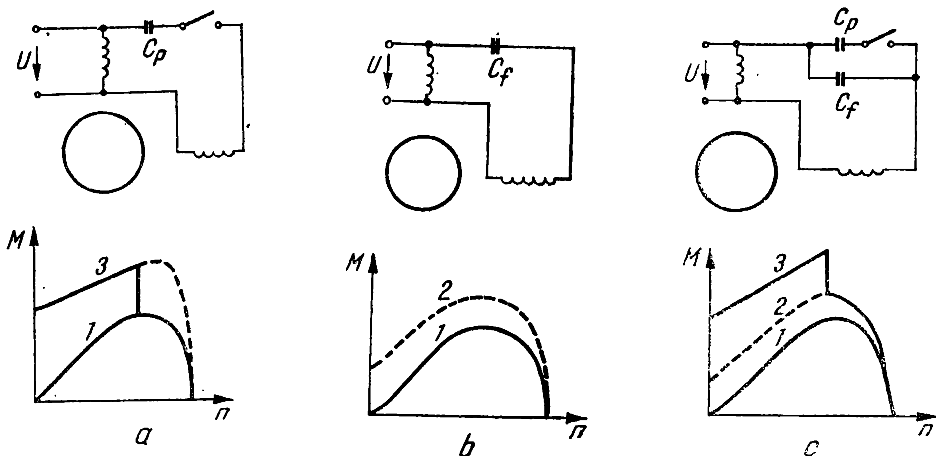


Fig. 3.82. Scheme electrice și curbele cuplurilor mașinilor asincrone monofazate cu condensator:

a — cu condensator de pornire; *b* — cu condensator de funcționare; *c* — cu două condensatoare, condensatorul C_p se conectează numai la pornire.

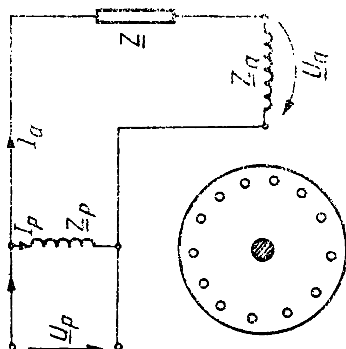


Fig. 3.83. Schema de conectare a mașinii cu fază auxiliară.

3.23.4. MOTORUL CU POLI ECRANAȚI

Este folosit la puteri mici (sub 150 W). Înfășurarea statorică este de tip concentrat și dispusă pe poli aparenți (dig. 3.84). O parte din talpa polului este înconjurată de o spiră în scurtcircuit (motor cu spiră în scurtcircuit).

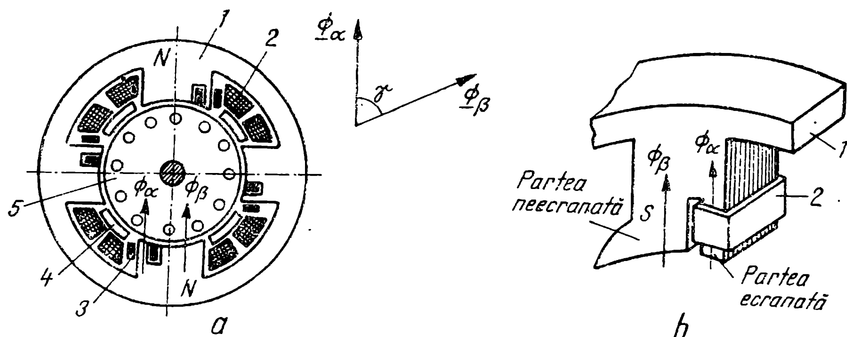


Fig. 3.84. Mașina asincronă monofazată cu poli ecranați:

a — secțiune transversală prin mașină: *1* — stator; *2* — înfășurare de tip concentrat (alimentată de la rețea); *3* — spiră în scurtcircuit; *4* — șunt magnetic; *5* — rotor; *b* — schița unui pol al mașinii: *1* — jug statoric; *2* — spiră în scurtcircuit.

Fluxurile magnetice pe partea ecranată Φ_α și neecranată Φ_β se defazează în timp, datorită fluxului de reacție produs de curentul din spira de scurtcircuit, cu un unghi γ astfel încît motorul dezvoltă un cuplu care rotește rotorul de la partea neecranată spre partea ecranată. Pentru creșterea performanțelor motorul se prevede cu șunturi magnetice care conduc la diminuarea armonicilor de ordin superior.

3.23.5. SERVOMOTORUL ASINCRON BIFAZAT

Are rotorul în colivie, iar pe stator sînt dispuse două înfășurări decalate în spațiu cu $\frac{\pi}{2}$. Una din ele este denumită înfășurare de excitație și rămîne în permanență conectată la rețea, iar cealaltă este denumită înfășurare de comandă și la bornele ei se aplică tensiunea de comandă (fig. 3.85). La dispariția semnalului de comandă U_c servomotorul frînează și se oprește, aceasta datorită rezistenței mărite a înfășurării rotorice ($s_m > 1$); are un randament scăzut și se utilizează în instalații de mică putere.

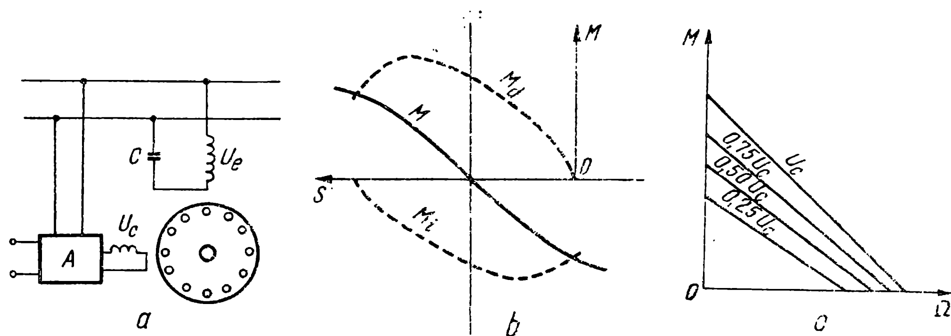


Fig. 3.85. Servomotor asincron bifazat:

a — schema servomotorului; *b* — caracteristica mecanică a servomotorului; *c* — caracteristicile mecanice ale servomotorului pentru diferite tensiuni de alimentare.

3.23.6. SERVOMOTORUL ASINCRON BIFAZAT CU ROTORUL ÎN FORMĂ DE PAHAR

Este o variantă constructivă a celui cu rotorul în scurtcircuit. Rotorul acestui servomotor are forma de pahar. În figura 3.86, se prezintă schema constructivă a servomotorului. Servomotorul cu rotorul în formă de pahar are un stator exterior echipat cu înfășurări și un stator interior, necesar închiderii fluxului magnetic. Rotorul este solidar cu arborele mașinii numai pe o parte a acestuia (la baza paharului).

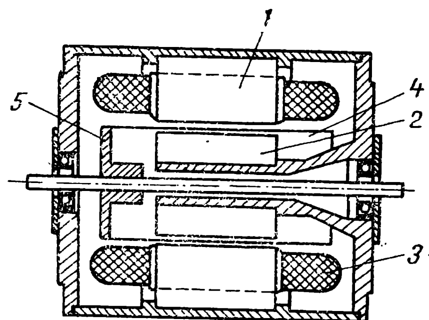


Fig. 3.86. Servomotor cu rotor în formă de pahar:

1,2 — statoare; *3* — înfășurare statorică; *4* — rotor în formă de pahar, *5* — manșonul rotorului.

Acest tip de servomotor posedă un moment de inerție foarte mic și o

constantă de timp electromecanică de cîteva zeci de ori mai mică decît a servomotorului cu rotorul în colivie. Un alt avantaj al servomotorului cu rotorul în formă de pahar constă în faptul că fenomenul de „prindere magnetică" este mult redus deoarece rotorul nu este crestat.

Se știe că existența crestăturilor pe armăturile motorului poate conduce la o anumită poziție privilegiată a rotorului în raport cu statorul, adică la o „înțepenire" sau „prindere magnetică". Servomotorul cu rotorul în formă de pahar are o zonă de insensibilitate redusă, deoarece semnalul de comandă corespunzător cuplului de „desprindere" magnetică este foarte redus. Întrefierul servomotorului fiind mare, acesta are un factor de putere redus, ceea ce îl face utilizabil numai la puteri foarte mici.

3.24. REGIMURI TRANZITORII LA MAȘINA ASINCRONĂ [13], [33]

Esența proceselor tranzitorii la o mașină asincronă poate fi înțeleasă urmărind fenomenele care apar în timpul pornirii și accelerării motorului. La conectarea statorului la rețeaua trifazată simetrică, are loc mai întîi un proces electromagnetic tranzitoriu care provoacă șocuri mari de curent și de cuplu. Dacă rotorul este calat într-o poziție fixă, după terminarea procesului tranzitoriu electromagnetic apar curenți de scurtcircuit și cupluri corespunzătoare regimului stabilizat; dacă rotorul accelerează, procesul de accelerare depinde de momentul de inerție al maselor în mișcare, fenomene interesante apar la accelerarea rapidă a maselor mici (moment de inerție mic). Fluctuația tensiunii rețelei sau modificarea cuplului rezistent la arborele motorului pot provoca procese tranzitorii. În practică poate apărea o deconectare urmată de reconectarea motorului funcționînd la alunecarea nominală, adică la alunecare mică (de exemplu comutarea stea-triunghi). Prezintă interes și comportarea motorului asincron în cazul scurtcircuitării rețelei. Se constată că motorul la pornire începe să accelereze încă înaintea amortizării procesului tranzitoriu electromagnetic la conectare. În acest caz fenomenele sînt complexe și greu de urmărit, de aceea pentru a evidenția unele aspecte se presupune că procesele tranzitorii electromagnetice au avut loc înainte ca rotorul să fie accelerat. Studiul proceselor tranzitorii ale mașinii asincrone se simplifică în mare măsură, dacă se consideră turația mașinii constantă. În acest studiu se admit mai multe ipoteze simplificatoare: cîmpul magnetic în întrefier are o distribuție spațială sinusoidală, componenta homopolară este nulă, circuitul magnetic al mașinii este liniar. Ecuațiile (3.19) se raportează la datele nominale, astfel tensiunile se raportează la tensiunea nominală U_n, curenții la curentul nominal I_n, impedanțele la $Z_n = \frac{U_n}{I_n}$ și fluxurile la $U_n/\omega_1 = \psi_n$.

După efectuarea operațiilor de raportare rezultă:

$$u^r_{sk} = r_1 i^r_{sk} + j\,\omega_k\,\varphi^r_{sk} + \frac{d\,\varphi^r_{sk}}{d\,\tau} \quad — \quad u^r_{rk} = r_2\, i^r_{rk} + j\,(\omega_k - \omega_r)\,\varphi^r_{rk} + \frac{d\,\varphi^r_{rk}}{d\,\tau} \qquad (3.122)$$

unde

$$u^r_{sk}=U_{sk}/U_n;\ r_1=R_1/Z_n,\ i^r_{sk}=i_{sk}/Z_n;\ \varphi^r_{sk}=\varphi_{sk}\,\omega_1/U_n;\ \omega_k=p\,\Omega_k/\omega_1;$$

$$\omega_r=p\,\Omega_2/\omega_1;\ u^r_{rk}=u_{rk}/U_n;\ r_2=R_2/Z_n;\ i^r_{rk}=i_{rk}/I_n;\ \varphi^r_{rk}=\varphi_{rk}\,\omega_1/U_n;\ \tau=\omega_1 t.$$

La ecuațiile (3.122) se adaugă ecuația mișcării care în mărimi raportate se prezintă sub forma:

$$h\frac{d\omega_r}{d\tau}+m_r=-Im\,(\varphi^r_{sk}\,i^r_{sk}) \tag{3.123}$$

unde $h=\frac{3}{2}\frac{\omega_1 J}{U_n I_n}$; $m_r=M_r/M_N$, $M_N=\frac{3}{2}\frac{U_n I_n}{\omega_1}$.

Pentru simplitate se va renunța la notați r pentru mărimile raportate, deci:

$$u_{sk}=r_1 i_s+j\,\omega_k\,\varphi_{sk}+\frac{d\varphi_{sk}}{d\tau};\quad -u_{rk}=r_2 i_{rk}+j\,(\omega_k-\omega_r)\,\varphi_{rk}+\frac{d\varphi_{rk}}{d\tau};$$

$$h\frac{d\omega_r}{d\tau}+m_r=-Im\,(\varphi_{sk}\,i_{sk}). \tag{3.124}$$

Fluxurile magnetice reprezentative raportate în sistemul de referință K devin:

$$\varphi_{sk}=i_{sk}\,x_s+i_{rk}\,x_m,\quad \varphi_{rk}=i_{rk}\,x_r+i_{sk}\,x_m; \tag{3.125}$$

unde $x_s=\omega_1 L_s/Z_n$; $x_m=\omega_1 L_m/Z_n$; $x_r=\omega_1 L_r/Z_n$

Din relațiile (3.125) rezultă curenții funcție de fluxuri:

$$i_s=\left(\varphi_{ks}-\frac{x_m}{x_r}\varphi_{kr}\right)/(x_s-x_m^2/x_r);\quad i_r=\left(\varphi_{rk}-\frac{x_m}{x_s}\varphi_{ks}\right)/(x_r-x_m^2/x_s). \tag{3.126}$$

Expresiile de la numitorul curenților se pot pune sub forma:

$$\begin{aligned} x_s-x_m^2/x_r&=x_s\,(1-x_m^2/x_r\,x_s)=\sigma_{12}\,x_s=x_s'\\ x_r-x_m^2/x_s&=x_r\,(1-x_m^2/x_r\,x_s)=\sigma_{12}\,x_r=x_r', \end{aligned} \tag{3.127}$$

x_s' și x_r' se numesc reactanțe tranzitorii, iar $\sigma_{12}=1-x_m^2/x_r\,x_s$ se numește *coeficientul de dispersie*.

În cadrul ipotezelor admise, ecuațiile de tensiuni (3.124) sînt liniare și se pot rezolva prin calcul operațional.

$$u_{sk}(s)=r_1\,i_{sk}(s)+j\,\omega_k\,\varphi_{sk}(s)+s\,[\varphi_{sk}(s)-\varphi_{sk}(0)] \tag{3.128}$$

$$-u_{rk}(s)=r_2\,i_{rk}(s)+j\,(\omega_k-\omega_r)\,\varphi_{rk}(s)+s[\varphi_{rk}(s)-\varphi_{rk}(0)]$$

$$\varphi_{sk}=i_{sk}(s)\,x_s+i_{rk}(s)\,X_m;\quad \varphi_{rk}(s)=i_{rk}(s)\,x_r+i_{sk}(s)\,x_m.$$

Aceste ecuații permit studiul regimului tranzitoriu al mașinii asincrone pentru viteza unghiulară a rotorului constantă. Din ultimele trei ecuații (3.128), prin eliminarea mărimilor $\varphi_{rk}(s)$ și $i_{rk}(s)$ rezultă:

$$\varphi_{sk}=x_s(s)\,i_{sk}(s)+[-u_{rk}(s)+s\,\varphi_{rk}(0)]\,g(s) \tag{3.129}$$

unde parametrii operaționali $x_s(s)$ și $g(s)$ în sistemul de referință considerat au forma:

$$x_s(s)=x_s\frac{1+(j\,\omega+s)\,\sigma_{12}\,\tau_r}{1+(j\,\omega+s)\,\tau_r};\quad g(s)=\frac{x_m}{r_2}\,\frac{1}{1+(j\,\omega+s)\,\tau_r};$$

$$\omega=\omega_k-\omega_r. \tag{3.130}$$

În sistemul de referință FR ($\omega = 0$ sau $\omega_k = \omega_r$) parametrii operaționali au o formă mai simplă:

$$x_s(s) = x_s \frac{1 + s\,\sigma_{12}\,\tau_r}{1 + s\,\tau_r} = x_s \frac{1 + s\,\tau_r'}{1 + s\,\tau_r}; \quad g(s) = \frac{x_m}{r_2} \frac{1}{1 + s\,\tau_r} \tag{3.131}$$

unde $\tau_r = x_r/r_2$ (în unități relative) este constanta de timp a înfășurării rotorice ($T_r = L_r/R_2$; $\tau_r = \omega_1 T_r$), iar $\tau_r' = \sigma_{12}\,\tau_r$ reprezintă constanta de timp a înfășurării rotorice în prezența înfășurării statorice presupusă supraconductoare și conectată în scurtcircuit.

3.24.1. PROCESUL TRANZITORIU DE CONECTARE LA REȚEA

Relațiile stabilite permit analiza procesului de conectare la rețea a unei mașini asincrone trifazate care la $t = 0$ are o turație oarecare. Se determină $i_s(s)$ și respectiv $i_s(t)$ cînd $r_2 = 0$, pentru a simplifica calculele, ipoteza este acceptabilă pentru primele momente; pentru $\varphi_u = \pi/2$ și $\tau = \pi$ rezultă valoare maximă a curentului de conectare la rețea $I_{max} \cong 2\sqrt{2}\, U_{1n}/x_s' \cong 2 I_{1k}$. Deoarece circuitul rotoric este supraconductor $i_s(t)$ nu depinde de turație. Rezultatul se explică prin faptul că în ipoteza considerată cîmpul magnetic nu pătrunde în rotor și deci turația nu joacă nici un rol. În realitate i_s este funcție de turație și scade cu o viteză condiționată de parametrii ambelor înfășurări; în final $i_A(\infty) \cong U_1 \sqrt{2}/Z_{es}$.

3.24.1. DECONECTAREA MAȘINII ASINCRONE DE LA REȚEA

Parametrii arcului electric ce apare la deconectare nu se pot aprecia exact. Se consideră două etape: prima corespunzătoare timpului τ_1 în care curentul statoric devine nul; a doua pentru $\tau > \tau_1$. Se presupune că pentru $\tau < \tau_1$ procesul evoluează foarte rapid. Din calcule rezultă că în cazul unei rezistențe rotorice mari se pot stabili tensiuni importante la bornele mașinii în primele momente după deconectarea de la rețea, peste valorile tensiunii de alimentare, adică rezistența rotorică are un efect nefavorabil. Dacă imediat după deconectare se procedează la o reanclanșare, U_s poate fi mare și se pot stabili curenți importanți, cu mult peste valorile nominale, în cazul în care se prinde momentul de opoziție între tensiunea u_s și tensiunea rețelei.

3.24.3. SCURTCIRCUITUL UNEI MAȘINI ASINCRONE

Mașina asincronă fiind conectată la rețea, la $\tau = 0$ are loc o scurtcircuitare bruscă a bornelor de alimentare ($u_s = 0$, $u_r = 0$); se calculează $i_s(t)$ suficient de exact dacă $r_1 = r_2 = 0$. Componentele curentului $i_A(t)$ sînt neamortizate deoarece circuitele sînt supraconductoare și $I_{max} \cong 2 I_{1k}$. Prezența rezistențelor r_1 și r_2 fac ca acești curenți să tindă în timp către zero.

3.25. MOTOARE ASINCRONE DE MARE PUTERE

Prin trecerea la construcţiile sudate şi prin îmbunătăţirile constructive aduse, masa pe unitatea de putere a maşinilor electrice a scăzut mereu în ultimele decenii. De exemplu, valorile pentru maşinile asincrone trifazate mari, cu patru poli se situează — în funcţie de tipul constructiv — aproximativ între 1,8 kg/kW şi 3,5 kg/kW. Printr-o formă aerodinamică avantajoasă a ventilatoarelor şi conductelor de aer de răcire, se realizează o ventilare optimă, însoţită de pierderi minime prin frecare precum şi zgomot mic. Randamentul mai poate fi îmbunătăţit prin unele măsuri suplimentare ca de exemplu folosirea de materiale magnetice speciale cu coeficienţi de pierderi mici. Deşi se reduce masa pe unitatea de putere, totuşi rigiditatea la deformaţii s-a îmbunătăţit datorită posibilităţilor oferite de tehnica sudurii, asigurîndu-se o funcţionare optimă, fără zgomot. Se realizează construcţii care să permită accesul la toate piesele în vederea operaţiilor de întreţinere şi reparaţii şi asigurarea schimbării rapide a pieselor de înlocuit. Se folosesc învelişuri din materiale care absorb zgomotul. Îmbunătăţirile aduse sînt o consecinţă a dezvoltării tehnologiei în ceea ce priveşte fixarea părţilor frontale ale înfăşurărilor, a izolaţiei, a lagărelor. Folosirea calculatoarelor la proiectarea maşinilor electrice a accelerat o serie de progrese.

Motoarele asincrone de mare putere se construiesc de obicei pentru tensiunile de 3 kV, 6 kV şi pentru puteri de la 200 kW pînă la puterile maxime realizabile cu răcire indirectă cu apă cînd se ating puteri de 15 000 kW şi chiar 25 000 kW. Aceste motoare au turaţii de 3000 rot/min şi 1500 rot/min, servesc în măsură predominantă pentru antrenarea pompelor centrifuge, turbocompresoarelor şi ventilatoarelor în centralele electrice, în industria chimică, în industria petrolieră, în industria metalurgică şi cea mineră. Înfăşurările statorului maşinilor de înaltă tensiune se execută cu bobine în două straturi, gata izolate; se utilizează materiale izolante de tipul răşinilor sintetice termorigide (răşini expoxidice şi răşini pe bază de poliesteri). Manşoanele părţilor bobinelor care sînt introduse în pachetul de tole trebuie să aibă o rezistenţă mecanică mare şi lipsa completă de spaţii goale atît în interiorul manşonului, cît şi între manşon şi fier, dar rigiditatea dielectrică ridicată rămîne cea mai importantă caracteristică. Pentru izolaţia părţilor frontale ale bobinelor este de dorit o mică elasticitate, pentru ca micile deplasări inevitabile datorită tensiunilor termice şi şocurilor în timpul funcţionării să nu ducă la formarea de fisurări, deci la străpungeri. După un timp mai îndelungat de funcţionare înfăşurarea se poate deteriora şi trebuie ţinut seama de posibilităţile de reparaţie (crearea posibilităţilor de a schimba bobine izolate, deoarece deseori importanţa defectului nu impune schimbarea totală a înfăşurării). Statisticile indică deteriorările înfăşurării statorului drept cauza cea mai frecventă a ieşirii din funcţiune a maşinilor electrice. Consolidarea capetelor înfăşurărilor trebuie astfel realizată încît să reziste la solicitările curenţilor de pornire. În figura 3.87 se prezintă modalităţi de fixare şi consolidare a capetelor de bobină. Această situaţie se explică prin gradul de utilizare mereu mărit al maşinilor de mare putere; se practică în mare măsură pornirea prin conectarea directă la reţea, iar puterile de scurtcircuit ale reţelei au devenit în general atît de mari, încît tensiunea la conectare rămîne practic constantă. La număr mic de poli capetele înfăşurării au o lungime relativ mare şi deci asupra lor acţionează forţe importante. Montarea conductoarelor de legătură dintre diferite grupe

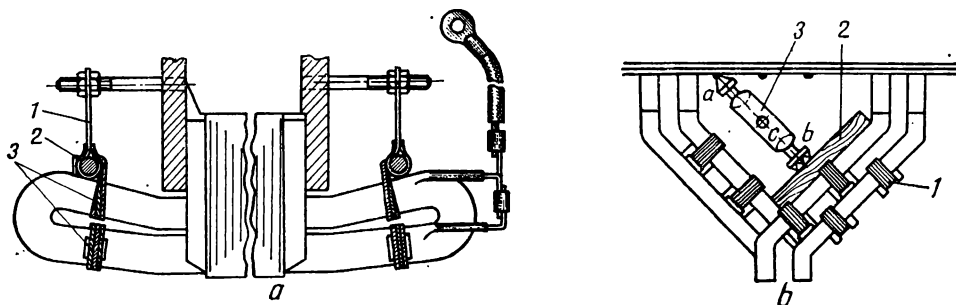


Fig. 3.87. Fixarea și consolidarea capetelor de bobină:

a — fixarea capetelor de bobină cu inel: *1* — piesă de fixare a inelului de bandaj; *2* — inel pentru fixarea capetelor de bobină; *3* — bandaj; *b* — dispunerea capetelor de bobină: *1* — bandaj cu distanțori din lemn, *2* — placă din lemn, *3* — dispozitiv pentru consolidarea capetelor de bobină.

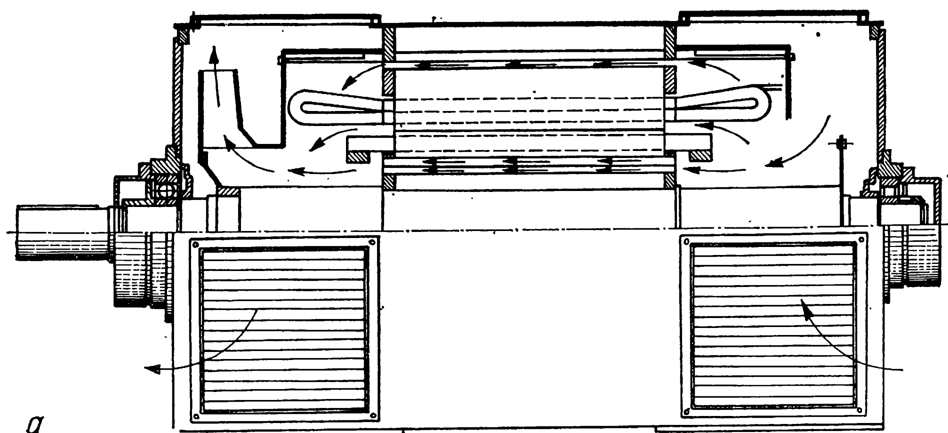
de bobine și deviațiile la cutia de borne sînt detalii importante în construcția motoarelor mari, de mare turație, cu rotorul în scurtcircuit. Conductoarele lungi sînt supuse la solicitări mecanice mari, variabile în timp și spațiu. Pentru a fi protejate împotriva ruperilor prin vibrații, legăturile se execută cu materiale flexibile și se montează pe un inel din material plastic, îmbinat rigid cu pereți frontali. Pentru intrările și ieșirile bobinelor se folosesc cabluri flexibile.

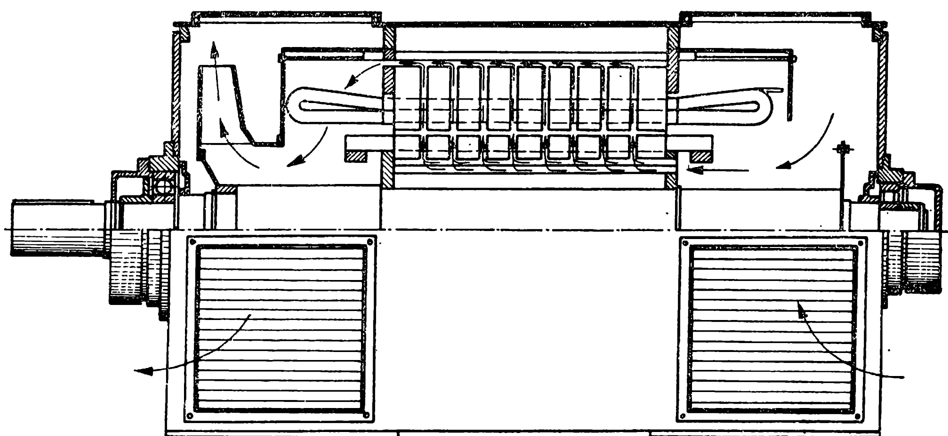
Sistemul de ventilație este în strînsă legătură cu tipul de protecție al motorului contra atingerilor accidentale sau a pătrunderii lichidelor. Astfel la motoarele de tip deschis sau protejat (IP-23) se adoptă un sistem de ventilație interioară, aerul de răcire fiind circulat prin interiorul mașinii de către ventilatorul montat pe ax. În cazul mediilor cu praf (fabrici de ciment), în industria chimică sau în cazul funcționării în medii explozive motoarele trebuie să fie de tip „închis", în acest caz răcirea motorului se face prin convecție, prin ventilarea carcasei.

În figura 3.88, *a*, *b*, *c* sînt prezentate trei tipuri reprezentative de ventilație interioară. Sistemele de ventilație axială (fig. 3.88, *a*) se adoptă la motoare de 4 și 6 poli de putere mai mică (cîteva sute de kW). Aerul intră prin partea opusă acționării și se ramifică prin trei canale principale: între pachetul statoric și carcasă, prin întrefier și prin partea dinspre întrefier a crestăturilor, prin canalele axiale din rotor. Crestăturile statorului sînt adaptate, în unele cazuri, în sensul că între bobinaj și întrefier rămîne un spațiu care constituie un canal axial de ventilație (fig. 3.89). Datorită absenței unor canale radiale în pachetul de tole, la sistemul de ventilație axială apar diferențe mari între temperatura bobinelor în lungul pachetului. Astfel numai o mică parte din bobinaj ajunge la nivelul maxim de temperatură admis de clasa de izolație a mașinii (fig. 3.90, *a*). Temperatura medie a bobinajului diferă mult de temperatura maximă, acest fapt constituind un dezavantaj.

În figura 3.88, *b* este prezentat un exemplu de ventilație interioară radială, sistem adoptat în general la motoarele lente ($p = 6, 8 \ldots$). Pachetele de tole stator-rotor sînt divizate în pachete elementare care se corespund. Aerul intră mai întîi în rotor, prin canalele axiale, după care se ramifică și străbate radial întrefierul, răcind în continuare statorul. În acest sistem elementele distanțoare dintre pachetele rotorului au rol de ventilatoare auxiliare contribuind la mărirea presiunii statice a aerului de răcire. Temperatura bobinajului rezultă aproape uniformă în lungul pachetului de tole (fig. 3.90, *b*).

La motoarele rapide de putere mare ($2p = 2$) se utilizează sistemul de ventilație interioară radial-axială bilaterală (fig. 3.88, *c*). La aceste motoare raportul dintre diametrul interior și lungime este mic și acest sistem de răcire rezultă ca fiind avantajos. Sînt necesare canale radiale în pachetele de tole, dar la rotor canalele sînt mai puține și concentrate la





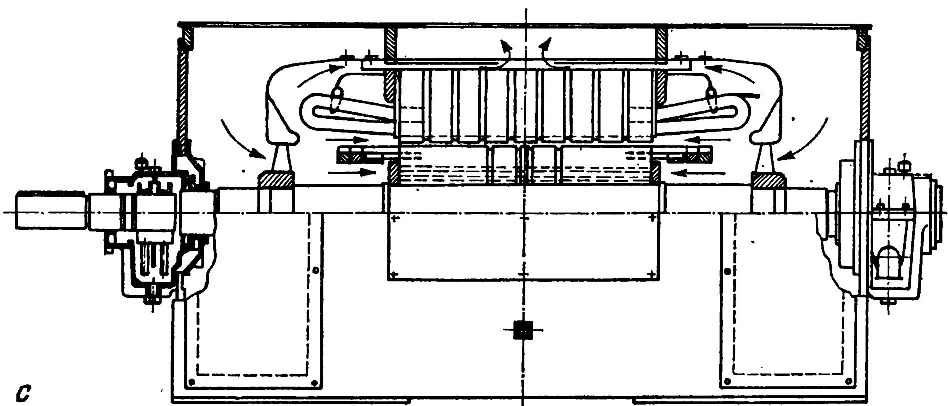


Fig. 3.88. Tipuri de răcire prin ventilație interioară (BBC):
a — secțiune printr-un motor cu ventilație axială unilaterală; *b* — secțiune printr-un motor cu ventilație radială; *c* — secțiune printr-un motor cu ventilație axial-radială bilaterală.

Fig. 3.90. Variația axială a temperaturii bobinajului statoric funcție de tipul de ventilație interioară:

a — ventilație pur axială; *b* — radială; *c* — axial-radială bilaterală.

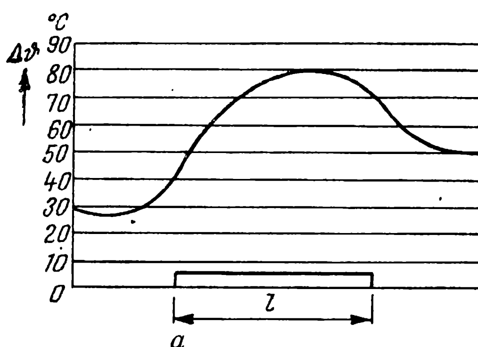
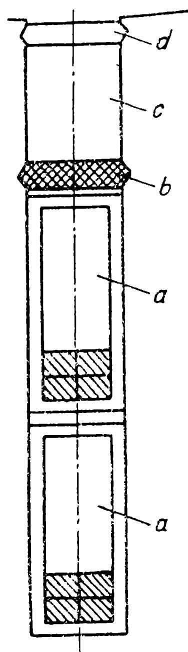
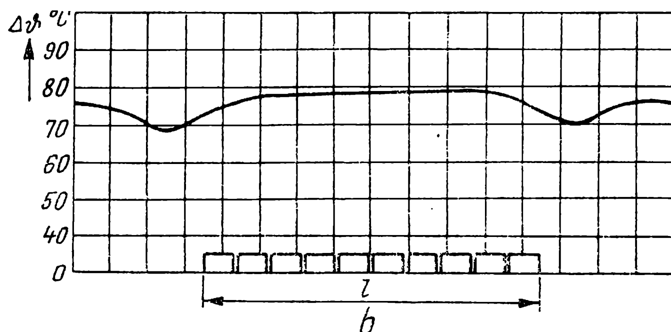
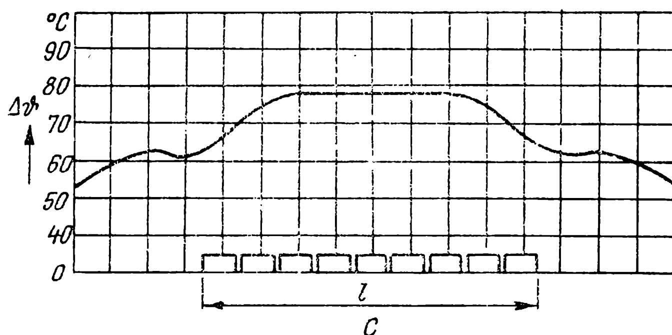


Fig. 3.89. Crestătură statorică cu canal de ventilație axială (pentru mașinile din fig. 3.88, *a* și *c*.)

a — înfășurare; *b* — pană de sticlotextolit; *c* — parte din crestătură goală utilizată pentru ventilație; *d* — pană magnetică.







mijlocul pachetului. Aerul pătrunde în mașină prin cele două părți frontale răcind puternic ambele capete de bobină. În continuare aerul intră axial prin rotor și apoi radial printre pachetele de tole statorice. Distribuția temperaturii bobinajului este prezentată în figura 3.90, *c*.

Pentru motoarele de tip închis se utilizează ventilația exterioară. Căldura produsă în interiorul mașinii este transportată pînă la carcasă prin conducție și conveție, în continuare căldura este evacuată prin convecție. Motoarele de puteri medii (200—400 kW) au carcase prevăzute cu nervuri și un ventilator exterior care suflă aerul de-a lungul carcasei printre nervuri, îmbunătățind condițiile de cedare a căldurii (fig. 3.91). La motoarele de puteri mai mari acest sistem de răcire nu mai este suficient, deoarece cu creșterea puterii și a dimensiunilor mașinii, raportul dintre pierderile din mașină și suprafața de cedare a căldurii crește (pierderile cresc proporțional cu volumul activ al mașinii). Din această cauză la motoare mai mari se utilizează sistemul de carcasă cu țevi. Un motor asincron cu carcasă prevăzută cu țevi, avînd scutul demontat, este arătat în figura 3.92. În acest caz există două circuite de aer notate cu I, II în fig. 3.93, separate, cu schimb de căldură reciproc. Sistemul de țevi

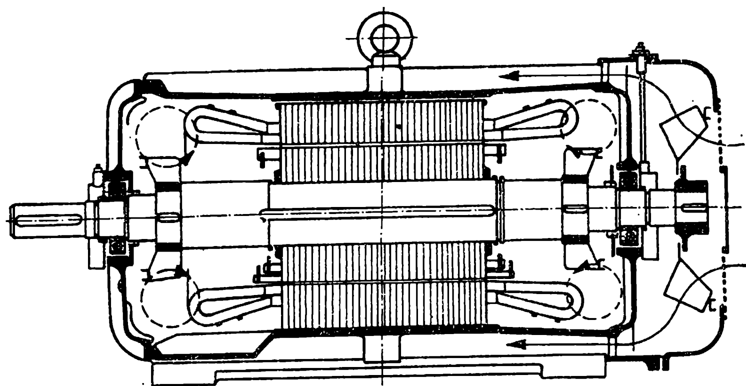
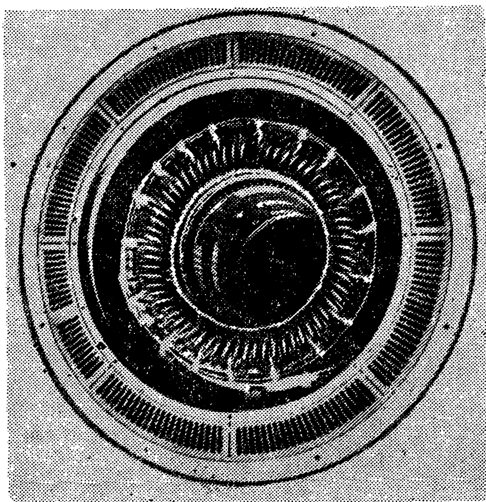


Fig. 3.91. Ventilație exterioară, carcasă cu nervuri (secțiune).

Fig. 3.92. Ventilație exterioară, carcasă prevăzută cu țevi (stator + carcasă).



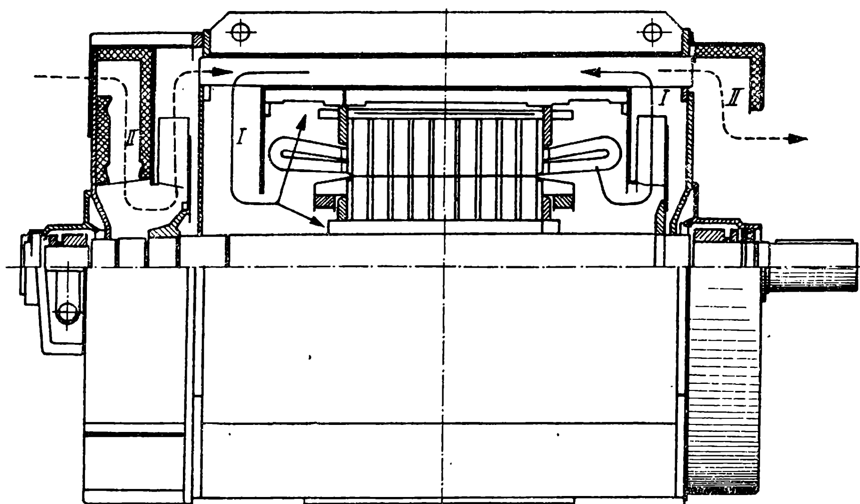


Fig. 3.93. Secțiune printr-un motor cu ventilație exterioară cu schimbător de căldură aer-aer cu țevi (*BBC*).

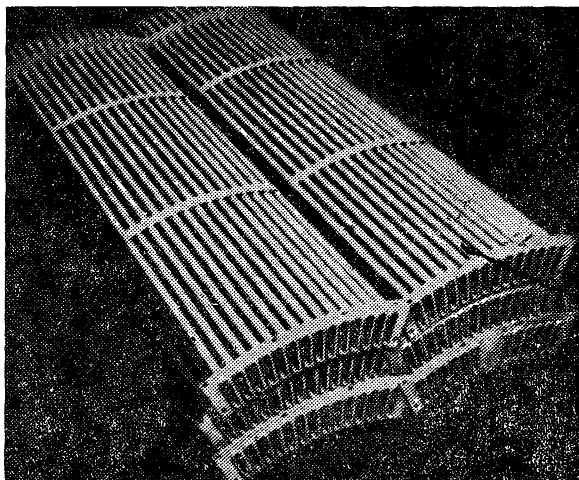


Fig. 3.94. Sistem modular cu țevi (*BBC*).

funcționează ca un schimbător de căldură aer-aer în contra-curent. Ventilatoul exterior funcționînd prin refulare, trimite aerul ambiant prin țevile axiale, în timp ce ventilatorul interior creează un circuit de aer închis, printre țevi. Schimbul de căldură se face prin pereții țevilor (fig. 3.94). La motoare închise de puteri mari (pînă la 10 MW) se utilizează și schimbătoare de căldură aer-apă. În aceste cazuri, circuitul închis interior de aer trece printr-un sistem de țevi situat de obicei deasupra motorului (fig. 3.95). Schimbul de căldură în schimbătoarele aer-apă este mai eficace, țevile de apă putînd fi executate cu nervuri pentru mărirea suprafeței de contact cu aerul. Prezintă însă dezavantaje, în sensul că necesită o sursă de apă și o întreținere a schimbătorului mai pretențioasă.

În locul schimbătoarelor de căldură dispuse deasupra statorului se poate folosi și un fascicul de țevi care înconjoară concentric statorul. Dacă folosirea apei este neeconomică

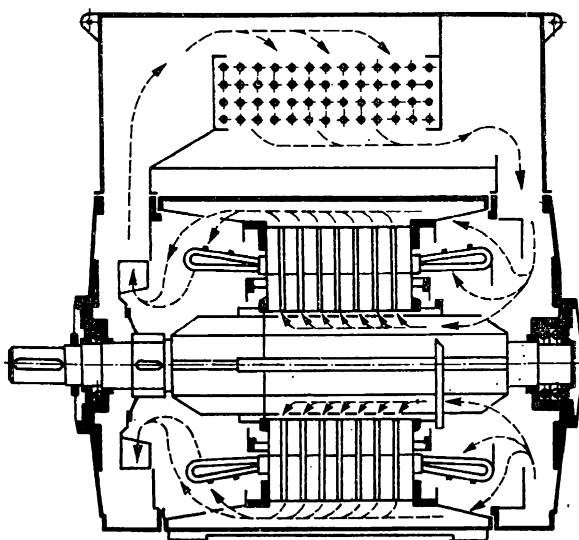


Fig. 3.95. Sistem de răcire cu ventilație interioară și schimbător de căldură aer-apă (SIEMENS).

se analizează posibilitatea de utilizare a aerului care să parcurgă aceste țevi, evident cu scăderea gradului de utilizare a mașinii; mai trebuie adăugat că utilizarea aerului mărește nivelul zgomotului mai ales la mașinile de mare turație. Zgomotul poate fi limitat montînd amortizoare de zgomot la intrarea și la ieșirea aerului din mașină. Amortizoarele de zgomot se realizează dintr-un înveliș de tablă de oțel, prevăzut cu izolație fonică a cărui grosime și distanță de la carcasa mașinii sînt dimensionate astfel ca să diminueze zgomotul dat de circuitul magnetic. Aceste măsuri nu necesită un spațiu mare și totuși reduc zgomotul într-o măsură însemnată.

În ultimul timp în centralele electrice, în rafinării, în industria chimică mașinile asincrone se montează tot mai mult în aer liber. Din cauza înghețului se preferă motoare asincrone răcite cu țevi pentru aer. Secțiunile de trecere a aerului sînt mari astfel încît la intrare să aibă o viteză mică și independentă de viteza vîntului, aerul este supus unei filtrări și este deviat de mai multe ori. Rezistența la umiditate și la substanțe chimice agresive a noilor tipuri de izolație pe bază de rășini sintetice prezintă avantaje deosebite

În ultimii ani se constată o tendință de trecere și pentru motoarele de putere mai mare la lagăre în scuturi, domeniul de utilizare al rulmenților s-a deplasat spre puteri mari. O durată de viață normală (50 000 ore) se poate realiza în prezent pînă la puteri de ordinul 2000 kW. Durata de viață mai mare (pînă la 100 000 ore) se cere numai în cazuri speciale (serviciile auxiliare din centralele electrice).

S-a dovedit avantajos în practică să se înlocuiască lagărele după 30 000 ore de funcționare, în cadrul controlului ciclic al mașinii.

Rulmenții lubrificați cu unsoare nu necesită aproape nici un fel de întreținere, pentru perioade lungi de timp. Rulmenții au durată de viață relativ scurtă, sînt sensibili la șocuri, produc zgomot și la înlocuire necesită mai multă muncă de montaj.

Deoarece se uzează numai la pornire și la oprire, lagărele de alunecare au o durată de viață mare, au o acțiune de amortizare a șocurilor și pot fi ușor verificate.

Căldura produsă datorită frecărilor în lagărele de alunecare se evacuează la mașinile mari prin ungere cu circulație de ulei sau prin răcire cu apă. Acest sistem impune o întreținere mai pretențioasă, iar siguranța în funcționare a întregii instalații depinde de starea de uzură a anumitor elemente (pompa de ulei). Coeficienții de frecare la lagărele de alunecare sînt mai mari decît la rulmenți, mai ales la pornire. Pentru a evita o uzură prematură uneori este necesară descărcarea lagărului prin alimentarea cu ulei sub presiune.

Pentru protecția motoarelor și pentru evitarea unor timpi de nefuncționare mai mari, se utilizează un număr mare de aparate de control și protecție, care asigură protecția la suprasarcină, controlul temperaturii înfășurărilor și lagărelor; în ultimul timp s-a introdus și un dispozitiv de supraveghere a întrefierului.

Controlul temperaturii lagărelor împiedică defectele datorită ungerii insuficiente, prezenței corpurilor străine și uzurii anormale. O deteriorare progresivă a lagărelor sau nefuncționarea sistemului de ungere la lagărele cu alunecare nu este semnalată atît de repede încît să se evite consecințele frecării rotorului de stator. Deplasarea rotorului în lagăre, deplasarea mașinii pe fundație, deformația prin nesimetrii termice și prin îmbătrînire, deteriorarea unor piese constructive sînt alte cauze ale modificării întrefierului care pot fi sesizate numai printr-o supraveghere directă.

3.26. MOTOARE ASINCRONE SUPRARAPIDE [56], [57]

Dezvoltarea tehnicii moderne a impus creşterea vitezei de lucru în multe domenii. Creşterea vitezei este determinată nu numai de o creştere a productivităţii ci şi de anumite cerinţe tehnologice, de precizia aparatelor şi de apariţia unor noi domenii ale tehnicii.

Motoarele asincrone suprarapide se utilizează la acţionarea dispozitivelor de şlefuire interioară, la prelucrări de piese cu diametre mici, la prelucrări ale pieselor din lemn, la prelucrarea unor detalii în construcţia diferitelor dispozitive, la sisteme centrifugale, la înregistrarea unor procese rapide. Aceste motoare sînt alimentate de la surse de curent alternativ cu frecvenţe pînă la 10 000 Hz (400, 500, 600, 800, 1000, 1200, 1600, 2400, 4800, 8000, 9600 Hz) rezultînd viteze de sincronism de pînă la 600 000 rot/min, (tabelul 3.6.).

TABELUL 3.6. **Date tehnice ale motoarelor asincrone suprarapide**

P_1	P_n	n_1	f_1	D	v_1	U_1	I_{1n}	I_{1k}	m_1	$2p$	I_{10}	Ţara
kW	kW	rot/min	Hz	mm	M/s	V	A	A				
	5	12 000	200	70	44	220			3	2		U.R.S.S.
	3,5	18 000	300	70	66	220			3	2		
	2	24 000	400	70	88	220			3	2		
	2	36 000	600	70	132	220			3	2		
	0,8	48 000	800	31	78	220			3	2		
	0,05	60 000	1 000	31	97,5	220			3	2		
	0,5	72 000	1 200	31	117	220			3	2		
	0,2	96 000	1 600	25	125,5	220			3	2		
	0,1	120 000	2 000	25	157	220			3	2		
	0,1	120 000-144 000	2 000-2 400	25	157-188	220			3	2		
	0,2	120 000-144 000	2 000-2 400	25	157-188	220			3	2		
0,46/0,37		150 000/120 000	2 500/2 000			191/153	1,6		2	2		
0,42		120 000	2 000			145	1,2	3,6	2	2		Italia (Gamfior)
0,55		90 000	1 500			108	2,2	6,5	2	2		
0,7		60 000	1 000			72	3,8	11				
1,2		45 000	750			54	9	27				
0,7		45 000-75 000	1 500-2 500			115-196			3	4		S.U.A. (Bryant)
0,35		90 000-150 000	1 500-2 500			115-190			3	2		
8,36/5,2*	6/3,7 3,7	50 000/30 000	833/600	⌀ 140 L308		180/108	26,8/27,6		3	2	11/11	JAPONIA (Seiko-Seiki)
3,36/2,36*	1,8/1,2	80 000/40 000	1 333/666	⌀ 100 L179		200/120	9,7/11,5		3	2	6/7,5	
1,33/1,01*	0,7/0,5	10^5/50 000	1 666/833	⌀ 100 L172		230/160	3,34/3,65		3	2	1,83/2,4	
0,7/0,63*	0,35/0,2	$15 \cdot 10^4$/10^5	2 500/1 666	⌀ 100 L140		240/210	1,68/1,74		3	2	1,1/1,27	

D — diametrul interior al statorului; *L* — lungimea motorului, inclusiv capătul de ax; I_{10} — curentul de mers în gol; v_1 — viteza la periferia rotorului.

* Se dă puterea aparentă

Cel mai adesea înfășurarea statorică este o înfășurare trifazată dispusă în crestăturile statorului împachetat din tole subțiri realizate din oțel electrotehnic. Miezul statoric este fixat într-o carcasă din aliaj de aluminiu (fig. 3.96), uneori se utilizează și fixarea cu scoabe. În figura 3.97 se dă grosimea tolei ce se recomandă la diferite frecvențe, precum și factorul de umplere. După GOST tolele au grosimile: 0,5; 0,35; 0,2; 0,15; 0,10 mm. Tolele sînt izolate cu lac sau oxizi. În funcție de viteza de rotație și putere se alege construcția rotorului. Pachetul rotoric trebuie să fie calculat la solicitările mecanice deoarece viteza periferică la aceste viteze de rotație (pînă la 600 000 rot/min) este foarte mare. Diametrul rotorului rezultă din condiția de rezistență a materialului. Întrefierul rezultă din condiții mecanice, tehnologice și a curentului de mers în gol ($\delta \cong 0,15 \div 0,3$ mm).

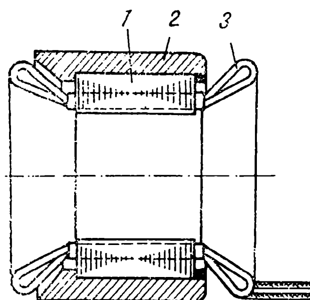
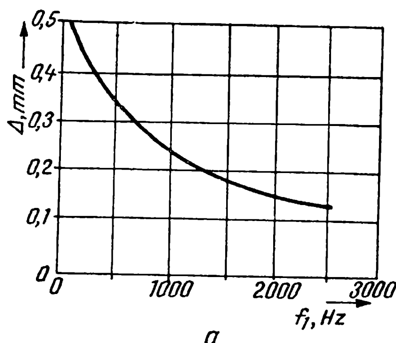


Fig. 3.96. Pachetul statoric fixat în carcasă de aluminiu: *1* — pachet statoric; *2* — carcasă de aluminiu; *3* — capetele de bobine.

Pentru motoarele suprarapide se utilizează mai multe tipuri de rotoare: rotor din tole cu colivie; rotor masiv cu colivie, rotor masiv cu un cilindru din alamă (fig. 3.98). La construcția rotorului, printre altele se iau în considerație: materialele din care se realizează elementele componente ale rotorului; materialele să aibă stabilitate la vibrații în condiții date de temperatură; construcția rotorului să fie simplă, pentru ca pierderile datorită frecării cu aerul să fie mici, factorii dinamici la echilibrarea rotorului.

Pentru micșorarea cuplurilor parazite se recomandă înclinarea crestăturilor rotorice. Crestăturile rotorice pot fi închise (fig. 3.99, *a*), semiînchise (fig. 3.99, *b*) sau deschise; dimensiunea *h* rezultă din condițiile de rezistență mecanică. În scopul obținerii unor caracteristici electromecanice îmbunătățite este preferată crestătura semiînchisă. Dacă viteza la periferia rotorului depășește 185 m/s atunci se utilizează rotor masiv cu înfășurarea în scurtcircuit (fig. 3.99, *c*). Pentru viteze mari ($v > 185$ m/s) și puteri mari (sute de kW) rotorul masiv se realizează cu crestături deschise în care se dispun barele coliviei, crestătura se închide cu o pană din oțel nemagnetic fixată prin sudare de dinții rotorului masiv (fig. 3.99,*d*). Pe stator crestăturile se aleg semiînchise și se utilizează, de obicei, înfășurarea în două straturi; deși tehnologic este mai greu de realizat totuși capetele de bobină pot fi



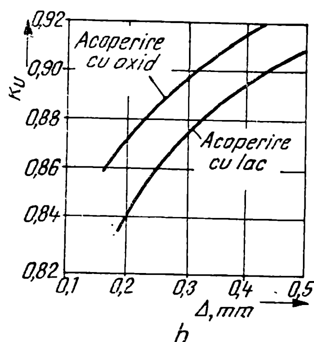


Fig. 3.97. Grosimea tolei în funcție de frecvență *a*); factorul de umplere funcție de grosimea tolei (*b*).

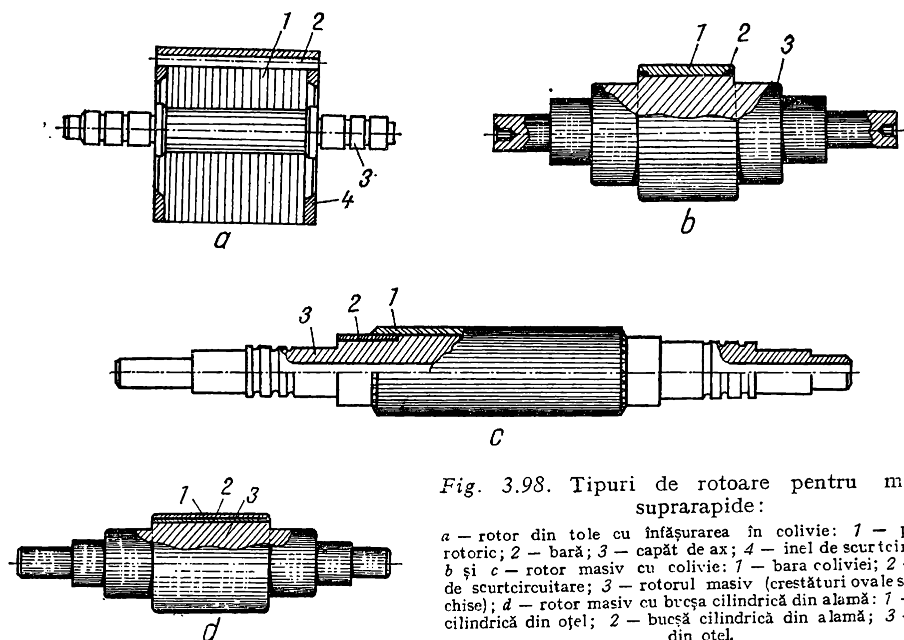


Fig. 3.98. Tipuri de rotoare pentru motoare suprarapide:

a — rotor din tole cu înfășurarea în colivie: *1* — pachetul rotoric; *2* — bară; *3* — capăt de ax; *4* — inel de scurtcircuitare; *b* și *c* — rotor masiv cu colivie: *1* — bara coliviei; *2* — inelul de scurtcircuitare; *3* — rotorul masiv (crestături ovale semideschise); *d* — rotor masiv cu bucșa cilindrică din alamă: *1* — bucșă cilindrică din oțel; *2* — bucșă cilindrică din alamă; *3* — rotor din oțel.

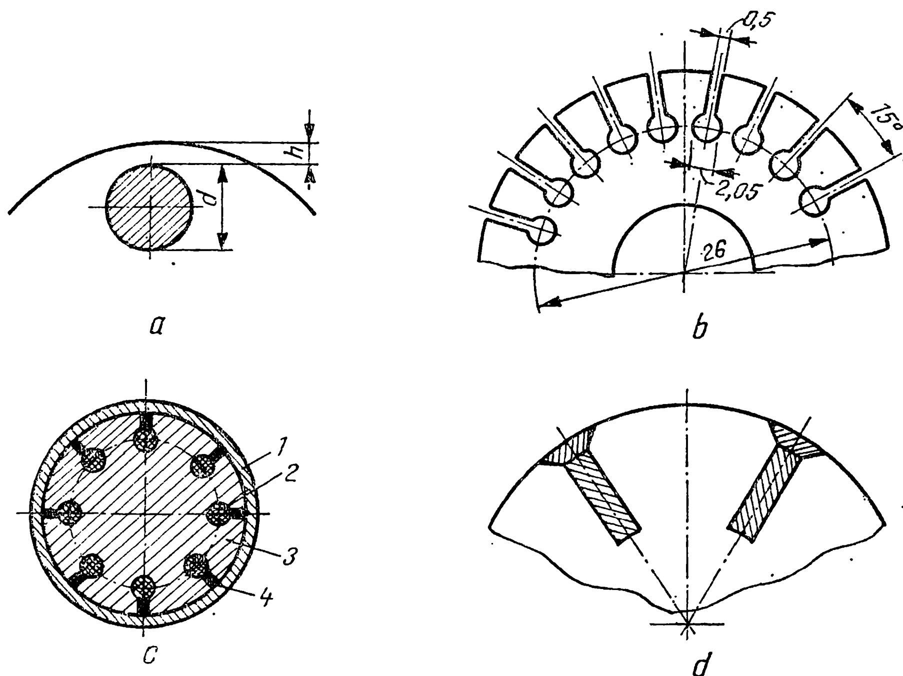


Fig. 3.99. Tole rotorice pentru rotoarele motoarelor suprarapide:

a — crestătură circulară închisă; *b* — tolă rotorică cu crestături circulare semideschise ($P_n \sim 2$ kW, $n_1 = 10^5 \ldots 1{,}5 \cdot 10^5$ rot/min); *c* — rotor masiv în crestăturile căruia este dispusă înfășurarea în scurtcircuit: *1* — bandaj cilindric din oțel nemagnetic; *2* — barele coliviei; *3* — rotorul masiv feromagnetic; *4* — sistemul crestăturii; *d* — crestături ale tolei rotorice pentru motoare suprarapide de mare putere.

dispuse mai compact. Numărul de crestături rotorice și statorice se aleg astfel încît să diminueze efectele armonicilor de ordin superior.

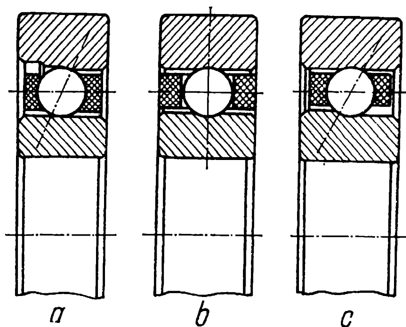


Fig. 3.100. Tipuri constructive de lagăre cu rulmenți:

a — rulmenți radiali-axiali cu inelul exterior demontabil; b — rulmenți radiali; c — rulmenți radiali-axiali cu inelul interior demontabil.

Lagărele cu rulmenți folosesc rulmenți radiali, radiali axiali și de tip special (fig. 3.100), rulmenții utilizați au role sferice sau cilindrice. Particularitatea acestor rulmenți constă în existența separatorului din textolit prelucrat cu mare precizie. Rulmenții mai utilizați sînt cei cu role sferice pentru că pierderile prin frecări sînt mai mici. În prezent se pot realiza rulmenți pentru turații de peste 10^5 rot/min. Cu cît viteza și sarcina motorului sînt mai mari cu atît ungerea rulmenților devine mai importantă; în figura 3.101 se prezintă un sistem de ungere; în unele cazuri se adaugă și răcirea cu apă.

În figurile 3.102 și 3.103 se prezintă schematic tipuri de lagăre cu aer utilizate cînd alte sisteme de lagăre nu dau rezultate; schema unui motor cu lagăre cu aer se prezintă în figura 3.104. În figura 3.105 se prezintă secțiunea longitudinală a unui motor cu lagăre cu rulmenți.

3.27. MICROMAȘINI DE TIP ASINCRON

3.27.1. SELSINELE

Sînt micromașini de construcție asemănătoare mașinilor uzuale (fig. 3.106); cele două armături se realizează din oțel electrotehnic. Pe una din armături, cu poli plini sau aparenți este plasată înfășurarea de excitație (monofazată) pe cealaltă armătură cilindrică, înfășurarea de sincronizare, trifazată, plasată în crestături. Uneori în tălpile polare se prevăd bare de amortizare din cupru în vederea reducerii pendulațiilor la trecerea dintr-o poziție stabilă în alta. Pentru reducerea frecărilor, inelele de contact se realizează din argint și nichel iar periile din bandă de argint. Selsinele în construcția prezentată lucrează în schema de telemăsură, cînd se urmărește unghiul de poziție al arborelui pilot, în care caz se utilizează două selsine: un selsin emițător *SE* și un selsin receptor *SR* (fig. 3.107). Caracteristic pentru această schemă este prezența unui cuplu la arborele *SR* care poziționează un ac indicator în dreptul unei scale gradate, de unde și denumirea de *regim indicator*. Selsinele *SE* și *SR* se consideră identice, iar înfășurările de excitație sînt alimentate de la aceeași rețea monofazată de frecvență f. Înfășurările de sincronizare se consideră simetrice iar bornele analoage se leagă galvanic între ele. Curenții în înfășurarea de excitație la cele două selsine sînt: $i_{eE} = i_{eR} = I_{0m} \cos \omega t$. T.e.m. induse în faza de referință (indice 1) a selsinelor *SE* și *SR* sînt: $e_{E1} = E_m \cos \omega t \cdot \cos \theta_E$, $e_{R1} = E_m \cos \omega t \cdot \cos \theta_R$. Curentul din fazele *1* este determinat de t.e.m. $e_{E1} - e_{R1} = 2 E_m \cos \omega t \cdot$ $\cdot \sin \frac{\theta_d}{2} \sin\left(\theta_E - \frac{\theta_d}{2}\right)$ și deci curentul $i_1 = I_m \cos(\omega t - \varphi) \sin \frac{\theta_d}{2} \sin\left(\theta_E - \frac{\theta_d}{2}\right)$.

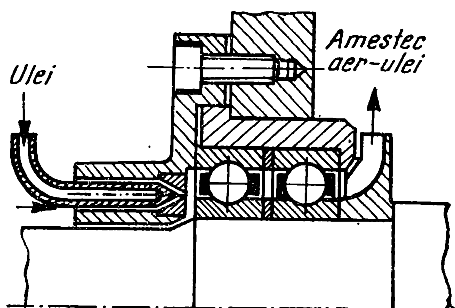


Fig. 3.101. Lagăr cu rulmenți cu role sferice și ungere forțată.

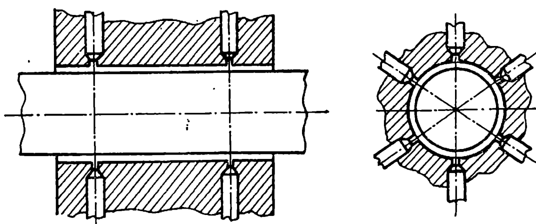


Fig. 3.102. Lagăr cu aer alimentat sub presiune cu două șiruri de orificii.

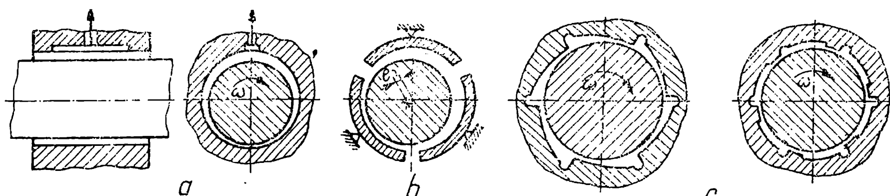


Fig. 3.103. Lagăre cu aer autoportante:

a — cuzinet cilindric complet; *b* — lagăre cu sectoare; *c* — lagăre cu buzunare (au un efect asemănător sectoarelor).

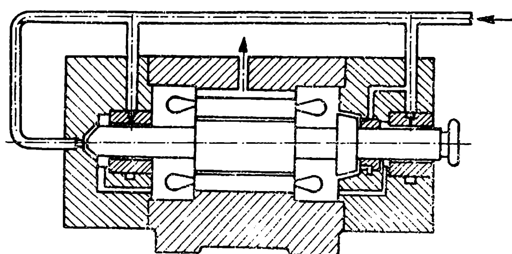


Fig. 3.104. Schița unui motor electric de 0,25 CP și 60 000 rot/min. pe lagăre cu aer alimentate sub presiune.

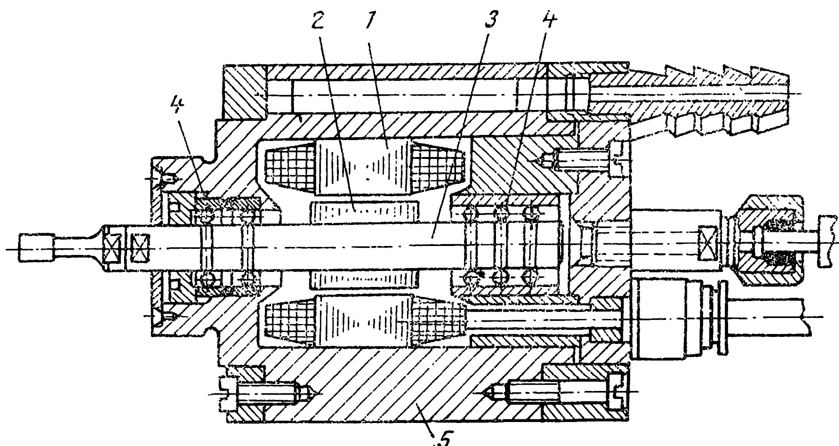


Fig. 3.105. Secțiune longitudinală a unui motor suprarapid pentru turații de 60 000—120 000 rot/min:

1 — stator; *2* — rotor; *3* — arbore; *4* — rulmenți cu ungere cu ulei; *5* — carcasă cu sistemul de evacuare a căldurii.

Pentru fazele *2* și *3* relațiile sînt similare doar că θ_E devine $\theta_E - \frac{2\pi}{3}$ și respectiv $\theta_E - \frac{\pi}{3}$. Unghiul $\theta_d = \theta_E - \theta_R$ se numește unghi de dezacord între axele celor două rotoare. Cînd curenții statorici sînt diferiți de zero, în cele două selsine se stabilesc cupluri de sensuri opuse, de sincronizare, ce tind să reducă unghiul de dezacord θ_d. Cuplul care se exercită asupra rotorului selsinului se determină pe baza relației $M = \frac{3}{2} p (\psi_d i_q - \psi_q i_d)$ și rezultă $M \approx M_{max} \sin \theta_d$. Normal, în regim indicator selsinele funcționează la θ_d mic și la viteză redusă ($n/n_1 = 0{,}02 \ldots 0{,}15$, valoarea mică corespunde la frecvențe ridicate $f = 400$—500Hz.

Dacă la postul de recepție (*PR*) în vederea urmăririi automate a unei mărimi de intrare (un unghi, o viteză) este necesar să se dezvolte un cuplu important, selsinele se conectează în scheme transformator (fig. 3.108). În acest caz mărimea de ieșire a selsinului *SR* este o tensiune a cărui amplitudine depinde de θ_d, această tensiune se aplică la intrarea unui amplificator de putere *A*, semnalul amplificat acționează servomotorul *SM* și prin intermediul reductorului *R* arborele este condus în sensul reducerii unghiului θ_d. Printr-o legătură de reacție se compară unghiurile θ_R și θ_E astfel ca la $\theta_d = 0$, tensiunea la selsinul *SR* să fie nulă. T.e.m. indusă în înfășurarea rotorică se pune sub forma: $e_R = E_m \sin(\omega t - \varphi) \sin \theta_d$. Cu această tensiune se alimentează un amplificator de putere *A*.

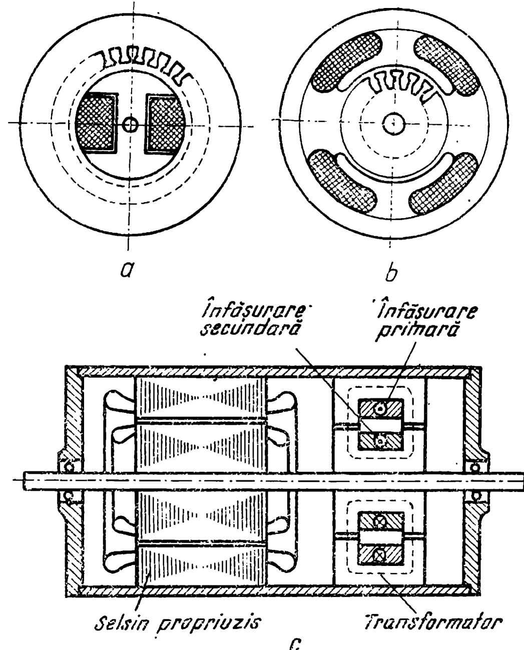


Fig. 3.106. Tipuri de selsine:
a — cu înfășurare de excitație dispusă pe rotor; *b* — cu înfășurare de excitație dispusă pe stator; *c* — selsin fără contacte.

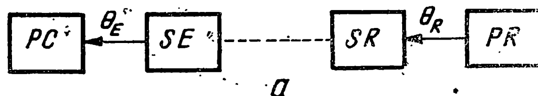


Fig. 3.107. Schema funcțională a selsinelor în regim de indicator (*a*); *PC* — post de comandă; *SE* — selsin emițător; *SR* — selsin receptor; *PR* — post de recepție; schema de conexiuni a selsinelor în regim de indicator (*b*).

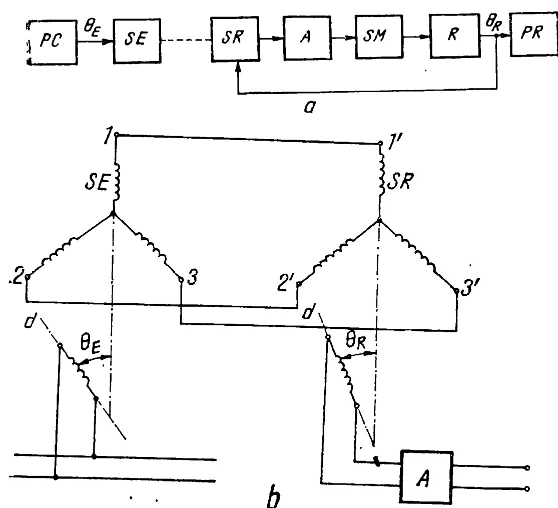


Fig. 3.108. Schema funcţională a selsinelor în regim de transformator *(a)*: *IC* — post de comandă; *SR* — selsin receptor, *A* — amplificator; *R* — reductor, *SM* — servomotor, *PR* — post de recepţie; schema de conexiuni a selsinelor în regim de transformator *(b)*.

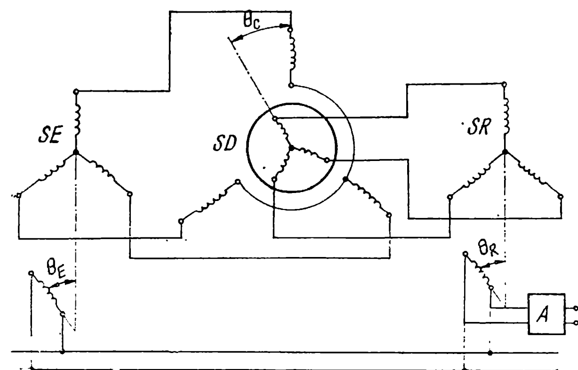


Fig. 3.109. Schema de conexiuni a selsinelor diferenţiale.

Dacă la postul de recepţie trebuie să se însumeze efectul a două mărimi de intrare (unghiuri de poziţie sau viteze unghiulare) se utilizează în scheme şi selsinul diferenţial. Acesta cuprinde elementele constructive ale unei maşini asincrone trifazate (fig. 3.109). Schemele cu selsin diferenţial se aplică cînd apare necesitatea ca să se intervină la postul receptor cu o corecţie unghiulară. T.e.m. indusă în înfăşurarea rotorică a selsinului receptor se poate pune sub forma: $e_R = E_m \cos(\omega t - \varphi') \sin(\theta_E \pm \theta_c) - \theta_R$.

Amplificatorul şi servomotorul funcţionează dacă $\theta_E \pm \theta_c - \theta_R \neq 0$. Practic condiţia $\theta_d = 0$ în diversele regimuri de funcţionare nu poate fi realizată şi arborele postului de recepţie urmăreşte cu o anumită eroare deplasările arborelui pilot. Cînd selsinele nu se rotesc, erorile se numesc statice; la rotirea selsinelor, intervin erori dinamice, de regulă mai mari. Cauzele erorilor sînt de natură electromagnetică, mecanică, de exploatare. Erorile nu sînt constante, ele depind de poziţia relativă a rotorului faţă de stator şi de sensul de rotaţie. Clasa de precizie a selsinelor este dictată de eroarea medie maximă $\Delta\theta_{dm}$. Pentru determinarea acestei erori se ridică curba $\Delta\theta_d = f(\theta_E)$, pentru cele două sensuri de rotaţie. Media aritmetică a erorilor maxime din cele două sensuri de rotaţie determină eroarea $\Delta\theta_{dm}$ după a cărui valoare selsinele se împart în trei clase (tabelul 3.7).

TABELUL 3.7. **Clasa de precizie a selsinelor**

Clasa de precizie	1	2	3
Emiţător	±0° 15′	±0° 30′	±1°
Receptor	±0° 45′	±1° 30′	±2° 30′
Transformator	±0° 15′	±0° 30′	±0° 450′

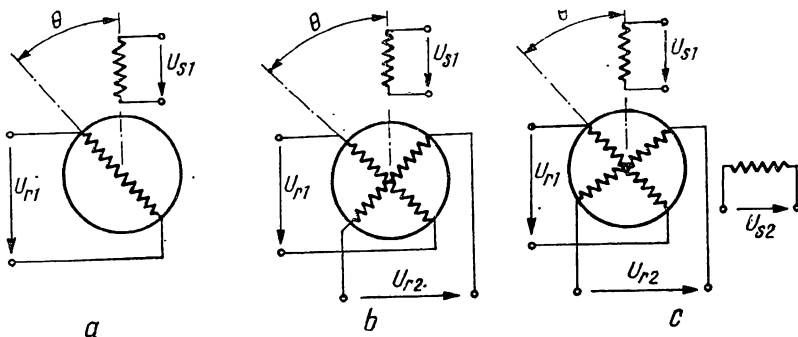


Fig. 3.110. Schemele de conexiuni ale transformatoarelor rotitoare:
a — cu o înfăşurare pe stator şi una pe rotor; *b* — cu două înfăşurări pe rotor şi una pe stator; *c* — cu două înfăşurări pe stator şi două înfăşurări pe rotor.

3.27.2 TRANSFORMATOARE ROTITOARE

Constructiv se aseamănă cu o maşină electrică, rotorul şi statorul sînt realizate din tole de oţel electrotehnic. În crestăturile statorului sînt dispuse două înfăşurări identice bi- sau multipolare decalate spaţial cu 90° electrice care produc fiecare cîmpuri magnetice pulsatorii sinusoidale în timp şi spaţiu (fig. 3.110). În crestăturile rotorului se află două înfăşurări ortogonale identice. Cuplajul magnetic între înfăşurările statorice şi rotorice se poate varia prin schimbarea poziţiei relative a celor două armături. Valoarea eficace a t.e.m. induse în înfăşurările rotorice (cînd pe rotor se află două înfăşurări) se pot pune sub forma: $E_{r1}=E_1K_1\cos\theta$; $E_{r2}=E_2K_2\sin\theta$; K_1 şi K_2 sînt rapoarte de transformare. Dacă pe stator sînt două înfăşurări atunci $E_{r1} = E_1 \cos \theta + E_2 \sin \theta$ şi $E_{r2} = E_1' \cos \theta + E_2' \sin \theta$. Obişnuit, se alimentează cu tensiuni de frecvenţă 400—500 Hz. Transformatorul rotitor are o serie de aplicaţii în tehnică: transformarea coordonatelor la aeronave, obţinerea unor tensiuni decalate în timp pentru poziţionări, în tehnica calculatoarelor pentru generarea funcţiilor trigonometrice.

3.27.3 INDUCTOSINELE

La inductosine atît înfăşurarea primară, cît şi înfăşurările secundare sînt plasate pe feţele laterale ale unor discuri coaxiale şi paralele din material izolant prin imprimare sau ştanţare şi lipire cu răşini. Pe discul rotor se plasează o înfăşurare monofazată multipolară. Pe discul stator se află două înfăşurări distincte, multipolare, cu acelaşi pas polar unghiular ca şi la înfăşurarea rotorică, fiind împărţite în secţii identice şi decalate spaţial una faţă de cealaltă cu o jumătate de pas polar unghiular (fig. 3.111). Secţiile fiecărei înfăşurări sînt înseriate astfel ca t.e.m. induse să se adune. Inductosinul reprezintă un transformator rotitor în aer şi din această cauză cuplajul magnetic este slab, deci se vor utiliza amplificatoare puternice. Tehnica imprimării permite realizarea unor dimensiuni reduse la un număr de perechi de poli mare (64,128 sau 256 pentru sistemele funcţionînd în cod binar, 100 sau 200 pentru sistemele în cod zecimal, 180 sau 360 în alte cazuri).

Numărul mare al conductoarelor rotorice şi statorice, precum şi dispunerea lor potrivită permite realizarea unei variaţii practic sinusoidale

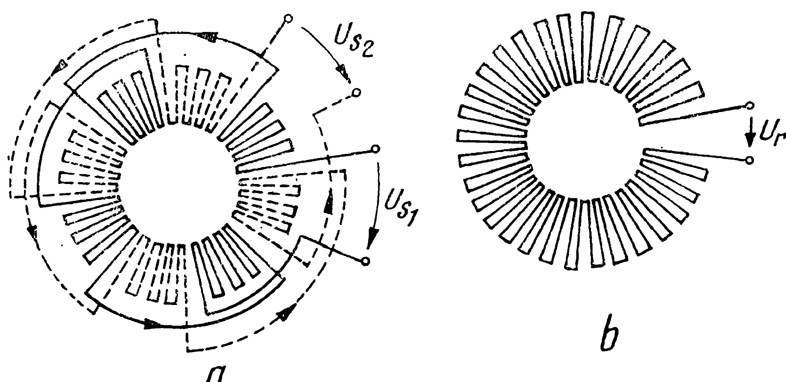


Fig. 3.111. Schema constructivă a inductosinului: *a* — statorul; *b* — rotorul.

a inductivității mutuale între înfășurarea rotorică și înfășurările statorice, cînd variază unghiul de poziție stator-rotor. Inductosinul se poate realiza și sub formă liniară; statorul fiind desfășurat în plan iar rotorul are numai o secție și se poate deplasa în lungul statorului (acest rotor se numește cursor). Inductosinele liniare se folosesc în sistemele de poziționare liniară (avansuri la mașini unelte).

4.

MAŞINA SINCRONĂ

4.1. GENERALITĂŢI. ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Maşina sincronă poate funcţiona în regim de generator, motor sau compensator cînd produce numai putere reactivă. Înfăşurarea prin care trece curentul continu se numeşte înfăşurare de excitaţie, iar curentul corespunzător curent de excitaţie. Armătura cu această înfăşurare se numeşte inductor. După forma inductorului se deosebesc maşini cu poli înecaţi utilizate la turaţii mari (1 000—3 000 rot/min) şi maşini cu poli aparenţi utilizate la turaţii mici, sub 1 000 rot/min (fig. 4.1). La suprafaţa dinspre întrefier polii aparenţi ştanţaţi sînt prevăzuţi cu crestături în care se dispune o înfăşurare de tip colivie, numită înfăşurare de amortizare (fig. 4.2); în figura 4.2, A se prezintă rotorul unui hidrogenerator. Rotoarele cu poli înecaţi se pot executa dintr-un singur bloc masiv din oţel sau din părţi strînse la un loc cu buloane (fig. 4.3); în figura 4.3, A se prezintă rotorul unui turbogenerator, iar în figura 4.3, B statorul unui turbogenerator avînd răcire cu aer. Crestăturile pentru aşezarea înfăşurării de excitaţie sînt realizate prin frezarea blocului rotoric (fig. 4.4). Serviciul nominal al maşinii sincrone se caracterizează prin mărimile nominale: puterea nominală; tensiunea de linie nominală, curentul de linie; factorul de putere, turaţia, tensiunea de excitaţie la gol şi în regim nominal. În tabelele 4.1 şi 4.2 se dau caracteristicile unor maşini sincrone. Puterile sînt limitate din considerente mecanice şi termice. Prin utilizarea supraconductibilităţii se prevede puterea limită de 2 500 şi 5 000 MVA. În ţara noastră s-au construit la I.M.G.B. turbogeneratoare de 330 MVA şi sînt în curs de asimilare cele de 630 MVA; la Reşiţa s-au realizat pentru Porţile de Fier hidrogeneratoare de 190 MVA.

Înfăşurarea de amortizare poate fi constituită fie din penele rotorice metalice, fie din conductoare speciale aşezate imediat sub pene.

Întrefierul maşinilor sincrone este relativ mare, pînă la 50 mm (mai mare la puterile mari). La maşinile cu poli aparenţi întrefierul este de obicei variabil de-a lungul tălpii polare, pentru a obţine o repartiţie a inducţiei magnetice apropiată de sinusoidă.

Maşinile sincrone cu poli aparenţi au, de regulă, o răcire naturală cu aer în circuit deschis; la maşinile de putere mai mare se foloseşte şi circuitul de răcire închis, cu răcire prin schimbătoare de căldură a fluidului recirculat. Maşinile cu poli înecaţi, de tipul turbogeneratorului, au în majoritatea cazurilor o răcire forţată în circuit închis.

Agentul de răcire poate fi aerul, hidrogenul sau apa. Răcirea conductoarelor este indirectă, cînd căldura dezvoltată în acestea este cedată fierului

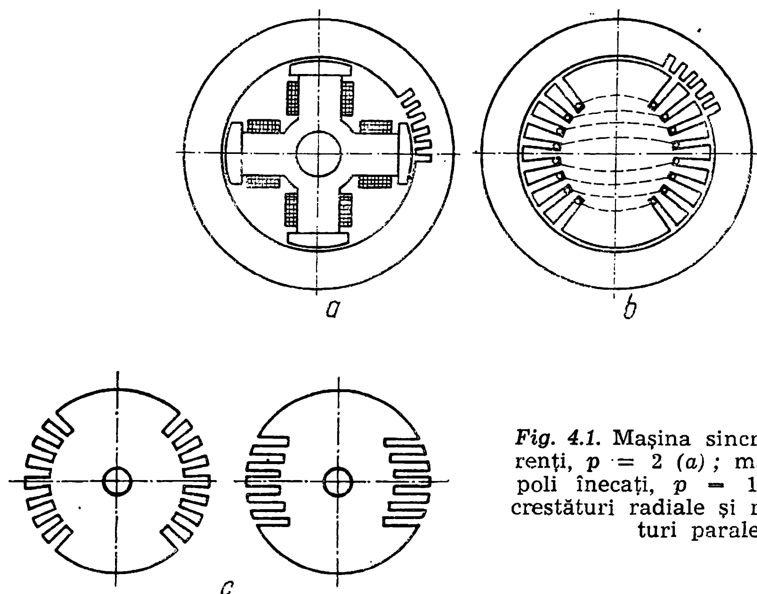


Fig. 4.1. Maşina sincronă cu poli aparenţi, $p = 2$ *(a)*; maşina sincronă cu poli înecaţi, $p = 1$ *(b)*; rotorul cu crestături radiale şi rotorul cu crestături paralele *(c)*.

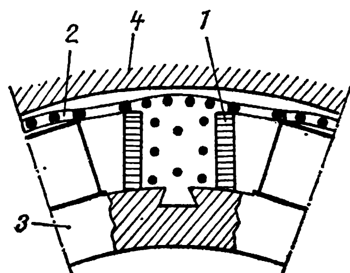


Fig. 4.2. Poli aparenţi executaţi din tablă ştanţată:

1 — înfăşurare de excitaţie; 2 — înfăşurare de amortizare; 3. — butucul rotorului; 4 — stator.

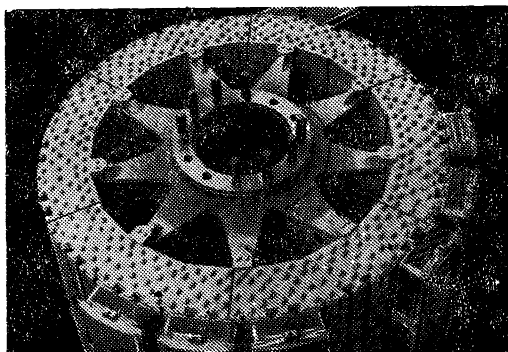


Fig. 4.2,A. Rotor cu poli aparenţi.

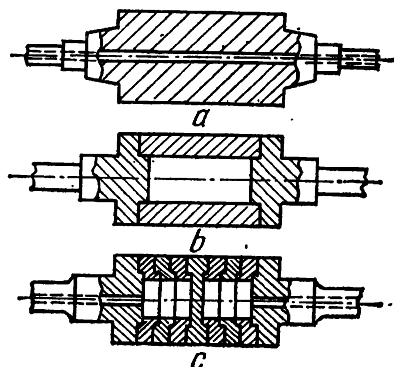


Fig. 4.3. Tipuri constructive de rotoare cu poli înecaţi:

a — rotor executat dintr-un singur bloc; *b* şi *c* — rotor executat din părţi strînse la un loc cu buloane.

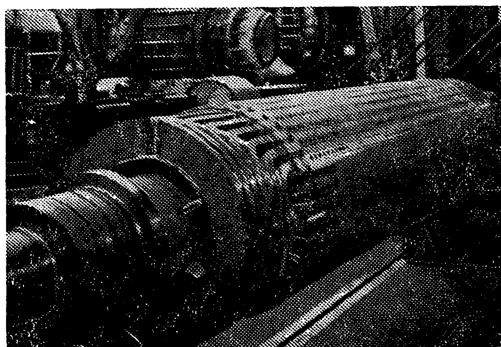


Fig. 4.3,A. Rotorul unui turbogenerator bipolar, 130 MVA, răcire cu aer.

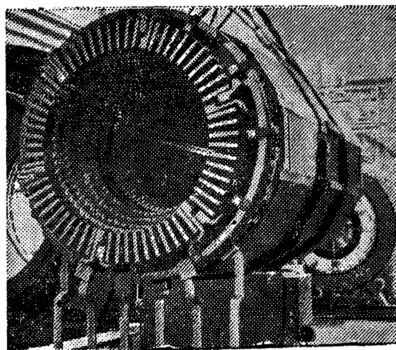


Fig. 4.3,B. Statorul unui turbogenerator avînd răcire cu aer, înainte de montare în carcasă.

sau mediului ambiant prin izolație; răcirea este directă cînd căldura dezvoltată în conductoare este cedată direct fluidului de răcire care circulă în contact cu conductorul.

La turboalternatoare, în funcție de puterea lor, se poate preciza agentul și sistemul de răcire atît pentru rotor cît și pentru stator. Pînă la 30 MVA rotorul se răcește cu aer în sistem direct sau indirect, peste 30 MVA se răcește cu hidrogen în sistem direct, peste 1 000 MVA se răcește cu apă în sistem direct.

Pînă la 30 MVA statorul se răcește cu aer în sistem indirect, peste 30 MVA se răcește cu hidrogen sau apă în sistem indirect, peste 250 MVA se răcește cu apă în sistem direct (fig. 4.5). Cu aceste măsuri se pot atinge puteri unitare de 1 000÷1 500 MVA. În figura 4.6 se prezintă desenul de ansamblu al unei mașini sincrone.

4.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE A GENERATORULUI SINCRON ȘI BILANȚUL DE PUTERI ACTIVE

Regimul de funcționare ca generator fiind cel mai des întîlnit la mașina sincronă, se vor descrie fenomenele de bază pentru acest regim.

Se consideră mașina sincronă trifazată cu $2p$ poli, a cărei înfășurare de excitație este alimentată în curent continuu de la o sursă oarecare, iar rotorul mașinii este antrenat de un motor primar, cu turația n, respectiv cu viteza unghiulară $\Omega=2\pi n$ într-un sens dat. Înfășurarea de excitație rotorică, fie că rotorul are poli aparenți sau poli înecați, produce un cîmp magnetic învîrtitor inductor cu viteza unghiulară Ω,

$$b(\theta_s, t) = B_m \cos(\omega t - \theta_s); \quad \omega = p\,\Omega \tag{4.1}$$

unde $\theta_s = p\,\alpha_s$. Acest cîmp magnetic învîrtitor produce un flux magnetic φ variabil în timp, care înlănțuie spirele unei înfășurări de fază a statorului; după cum s-a arătat acest flux se poate pune sub forma: $\varphi=\Phi_m \cos \omega t$, ω fiind pulsația acestui flux. În înfășurarea considerată se induce deci o

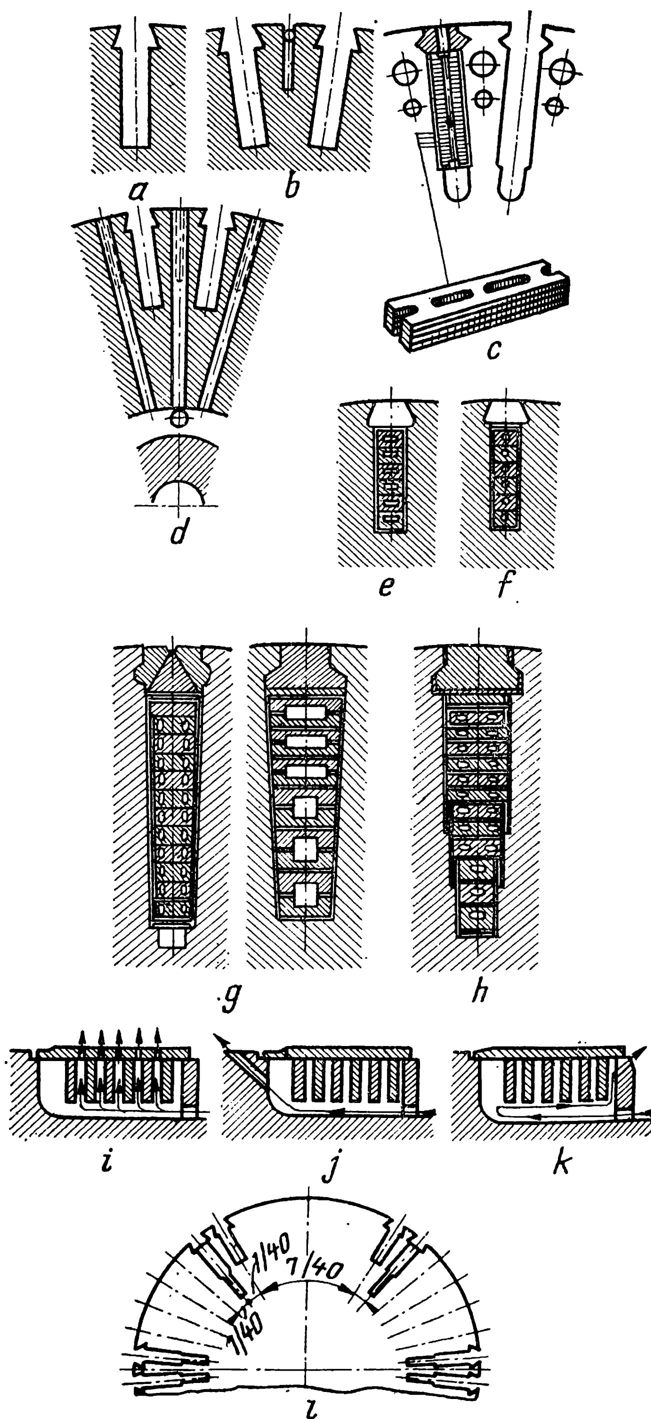


Fig. 4.4. Crestături rotorice pentru mașina cu poli inecați cu răcire indirectă și directă.

TABELUL 4.1. Turbogeneratoare sincrone (bipolare) la frecvența $f = 50$ Hz
— Caracteristici constructive și funcționale —

TIP	S_n (MVA)	$\cos\varphi$	U (kV)	I_n (A)	η % (la I_n)	conex. inf ind.	Excitație I_0 (A)	Excitație I_n (A)	Excitație U_0 (V)	Excitație U_n (V)	Răcire	Stator D (mm)	Stator q	Stator y_1	Rotor Z bobinate	l (mm)	δ (mm)
TE 1 2-2	2,610	0,46	0,65	2 320	93	Y	69	190	28	77,5	aer	636	6	14	24	780	18
T 4-2	5	0,8	6,3	459	96,45	Y	84,2	225		115	aer	630	9	22	20	1 050	15
T 6-2	7,5	0,8	6,3	687,3	97,13	Y	107	290	45	118	aer	700	8	20	24	1 125	21
T 7,2-2	9	0,8	6,8	824	96,52	Y	106,4	252,6	57	133	aer	700	8	15	24	1 400	21
T 12-2THA	15	0,8	6,3	1 375	97,52	Y	173,2	457,4	40,6	122,1	aer	766	10	24	24	1 600	28
TH 60-2	75	0,8	10,5	4 124	98,5	Y	501	1 390	71	193	H_2	1 001	7	21	24	2 400	46
THA 160-2	188,23	0,85	15,75	6 900	98,65	Y	792	2 205	103	284	$H_2 + H_2O$	1 181	6	17	28	4 120	78
THA 330-2	388	0,85	24	9 339	98,87	Y	942	2 610	135	402	$H_2 + H_2O$	1 311	6	14	28	5 200	55,5

TABELUL 4.2. **Mașini sincrone**
(Caracteristici constructive și funcționale)

TIP	P, S (kW, kVA)	f (Hz)	U (V)	p	cos φ	D (mm)	l (mm)	q	δ (mm)	A (A/cm)	B_δ (T)	η (%)	G (kg)	GD^2 (kgfm²)	Domeniul de utilizare
MSI-D	480	50	6 000	7	0,90	900	449	3	2,5	383	0,87	94,3	3 310	800	— acționare compresor
MSI-F	500	50	6 000	7	0,90	900	424	3	3,5	410	0,85	93	4 000	1 100	— acționare compresor cu cilindrii opuși
MSO	1 600	50	6 000	4	0,90	1 100	506	4	8,5	452	0,81	94,5	9 120	2 000	— acționare pompe
GST-1	2 680	110	1 200	6	0,92	1 150	406	$3\frac{1}{2}$	8,5	450	0,9	96	7 000	1 600	— locomotiva 4 000 CP
GSA-D	2 813	50	6 000	3	0,8	1 000	622	5	8,5	460	0,85	96,2	9 450	1 500	— grup intervenție
MSI-D	100	50	380	10	1	850	184	$2\frac{1}{5}$	1,75	335	0,8	88,5	2 150	230	— acționare compresor
GSA-F	130	50	400	3	0,8	460	197	4	3,5	375	0,695	88,7	1 230	36	— grup electrogen naval
GSA-F	175	50	400	3	0,8	460	258	3	3,5	380	0,688	89	1 380	44	— grup electrogen naval
	245	50	400	3	0,18	500	335	$4\frac{1}{2}$	4,5	365	0,74	91	1 500	58	— grup electrogen naval
GSA-M	390	50	400	3	0,8	500	504	$4\frac{1}{2}$	4,5	388	0,734	92,3	1 900	96	— grup electrogen naval
	400	50	400	2	0,8	460	390	8	5	385	0,8	93,4	1 760	60	— grup electrogen naval

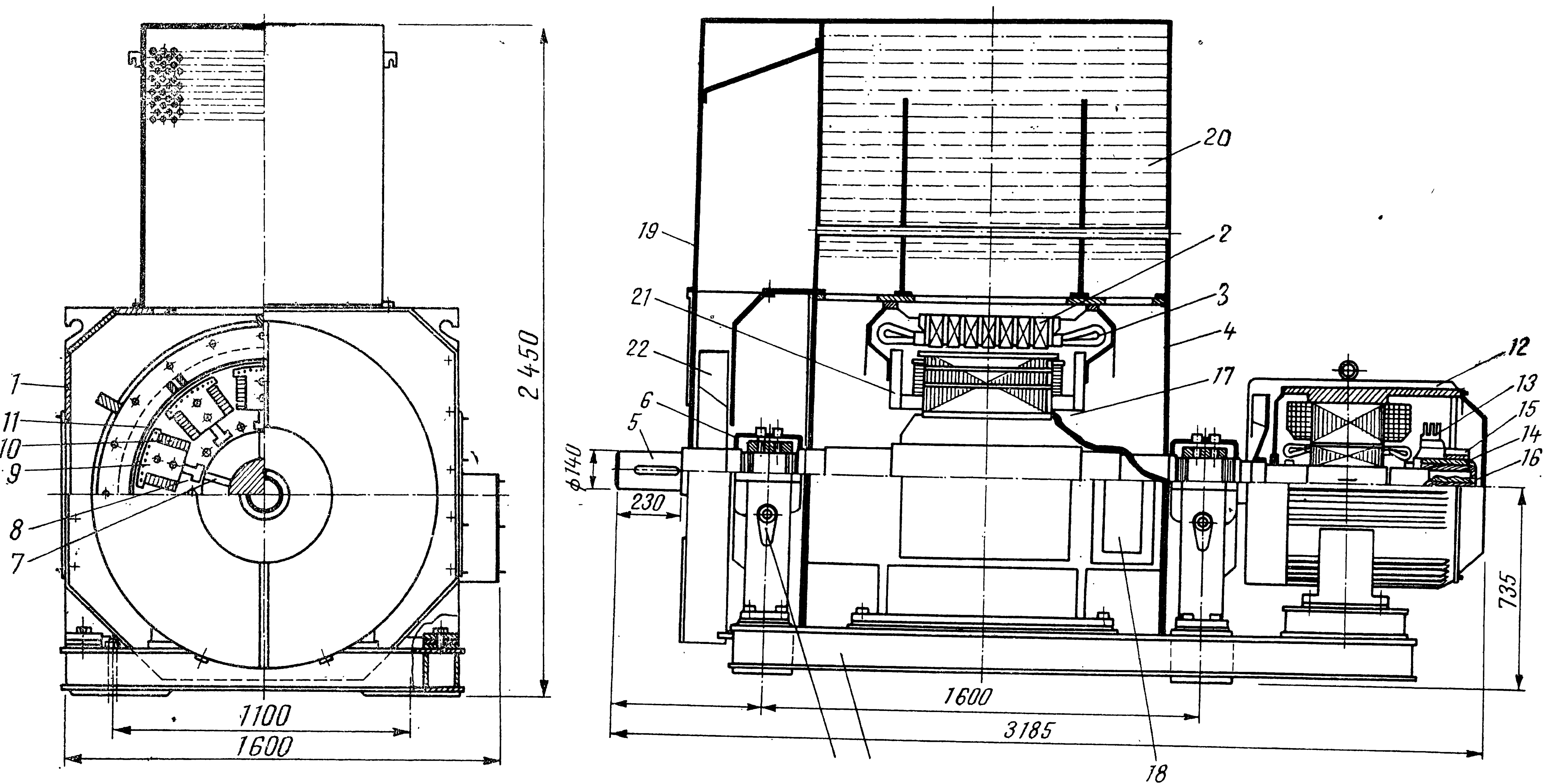


Fig. 4.6. Secțiune longitudinală și transversală a mașinii sincrone:
de $P_n = 1000$ kW; $u = 6$ kV: $n = 600$ rot/min.; $f = 50$ Hz:

1 — carcasa; *2* — pachet de tole stator; *3* — ansamblu bobinaj stator; *4* — scut; *5* — arbore; *6* — ansamblu lagăr; *7* — nervuri pentru fixare obadă rotor; *8* — jug rotoric; *9* — miezul polului; *10* — bobină de excitație; *11* — bară colivie rotorică; *12* — carcasa excitatoarei; *13* — bloc redresare; *14* — ansamblu inele; *15* — ansamblu portperii (*14* și *15* pot să nu fie montate, sau pot servi pentru diferite măsurători); *16* — cablul de legătură spre înfășurarea de excitație; *17* — ansamblu rezistență de descărcare; *18* — cutie de borne; *19* — scut răcitor; *20* — răcitor; *21* — ventilator interior; *22* — ventilator exterior; *23* — vizor nivel de ulei; *24* — șasiu.

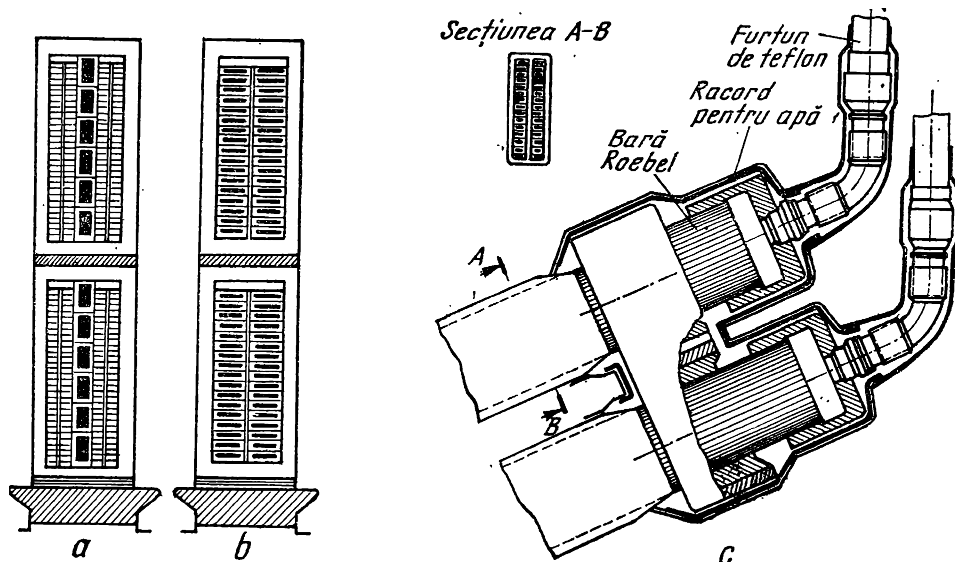


Fig. 4.5. Crestături statorice pentru mașina cu poli înecați:

a — răcire cu gaz (aer sau hidrogen); b — răcire cu lichid; c — captarea fluidului de răcire la ieșirea barei din crestătură.

t.e.m. sinusoidală în timp și de aceeași pulsație ω. În ansamblul celor trei înfășurări se vor induce t.e.m. de forma:

$$e_{0A} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right); \quad e_{0B} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$e_{0C} = E_0 \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right). \qquad (4.2)$$

Dacă înfășurarea statorului este conectată pe o impedanță trifazată simetrică, atunci prin înfășurările de fază se vor stabili curenți care formează un sistem trifazat simetric. Dacă se notează cu ε decalajul în timp dintre t.e.m. din faza respectivă și curentul care parcurge acea fază, atunci expresiile curenților vor fi:

$$i_A = I \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right); \quad i_B = I \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right);$$

$$i_C = I \sqrt{2} \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{2} - \varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right). \qquad (4.3)$$

Acest sistem trifazat de curenți va da naștere unui cîmp magnetic învîrtitor numit *cîmp magnetic de reacție* care are aceeași viteză unghiulară Ω ca și cîmpul magnetic învîrtitor inductor. Compunînd cîmpul magnetic inductor cu cîmpul magnetic de reacție se obține *cîmpul magnetic învîrtitor rezultant din mașină*.

În această situație mașina debitează în impedanța de sarcină o anumită putere activă P_2 pe care o ia de la motorul primar; mașina funcționează în regim de generator electric.

În acest regim se va analiza și bilanțul puterilor active.

Motorul primar dezvoltă un cuplu M_a al cărui sens coincide cu sensul de rotație al rotorului și deci și cu sensul de rotație al cîmpului magnetic învîrtitor inductor. Motorul primar cedează mașinii sincrone puterea: $P_1 = M_a \Omega$.

Asupra statorului se exercită cuplul electromagnetic,

$$M = [3 E_0 I \cos(E_0, I)]/\Omega \tag{4.4}$$

acest cuplu este pozitiv pentru că oricare ar fi natura impedanței de sarcină, $\cos(\underline{E}_0 \underline{I}) > 0$. Acest cuplu tinde să rotească indusul în sensul cîmpului învîrtitor inductor, adică în sensul succesiunii fazelor statorului. Cum statorul este fix, conform principiului acțiunii și reacțiunii, asupra rotorului se exercită un cuplu egal ca mărime și de sens opus. Prin urmare cuplul electromagnetic care se exercită asupra rotorului este un cuplu rezistent. În același timp asupra rotorului se mai exercită cuplul rezistent al frecărilor mecanice M_m și cuplul rezistent M_e exercitat de către excitatoarea de curent continuu dacă aceasta este cuplată pe același arbore cu rotorul mașinii sincrone.

Dacă rotorul se învîrtește cu viteza unghiulară constantă și dacă se consideră ca sens pozitiv al cuplului electromagnetic sensul cîmpului magnetic învîrtitor inductor, atunci relația între cupluri va fi: $M_a = -M + M_m + M_e$ sau după înmulțirea cu viteza unghiulară Ω:

$$P_1 = P + P_m + P_e \tag{4.5}$$

unde: $P_m = M_m \Omega$ reprezintă pierderile mecanice ale mașinii,
$P_e = M_e \Omega$ reprezintă puterea mecanică preluată de excitatoare, dacă aceasta este cuplată pe același arbore.

$P = -M \Omega$ reprezintă puterea electrică transmisă statorului prin intermediul cîmpului electromagnetic și este denumită *putere electromagnetică*. Din puterea electromagnetică P preluată de către stator cea mai mare parte P_2 se transmite impedanței de sarcină, o parte mai mică P_J se pierde prin efectul Joule în înfășurarea trifazată a statorului și o ultimă parte P_{Fe} acoperă pierderile în fierul statorului: $P = P_2 + P_J + P_{Fe}$.

În fierul rotoric nu se produc pierderi, deoarece rotorul este străbătut de flux constant în timp. Bilanțul de puteri în regim de generator pentru mașina sincronă este redat în figura 4.7.

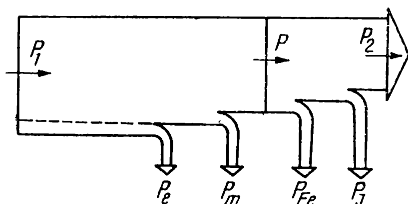


Fig. 4.7. Bilanțul energetic la generatorul sincron.

4.3. INDUCTIVITĂȚILE MAȘINII SINCRONE

Pentru deducerea ecuațiilor mașinii sincrone se va considera mașina sincronă cu poli aparenți, deoarece mașina sincronă cu poli înecați constituie un caz particular al mașinii sincrone cu poli aparenți. Modul de deducere al acestor ecuații va fi același ca la mașina asincronă, numai că în cazul mașinii sincrone inductivitățile proprii și mutuale ale înfășurărilor mașinii vor varia după altă lege în funcție de unghiul θ.

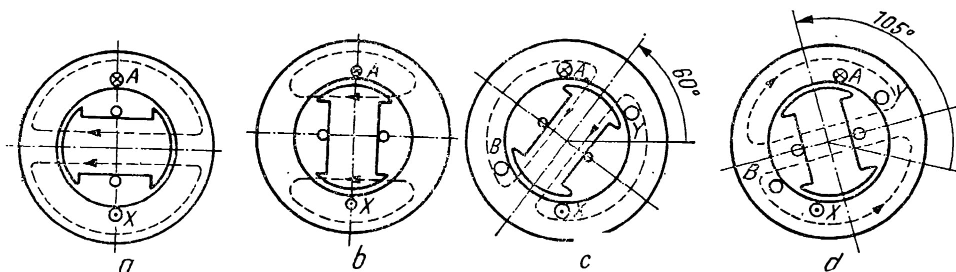


Fig. 4.8. Diferite poziții ale rotorului în raport cu înfășurarea AX a statorului: $a - \theta = 0$; $b - \theta = \frac{\pi}{2}$. Pozițiile rotorului în raport cu înfășurările AX și BY ale statorului: $c - \theta = 60°$; $d - \theta = 105°$.

Pentru a simplifica calculele se va presupune că mașina sincronă nu are înfășurări de amortizare, iar ca regim de referință se alege regimul de generator al mașinii sincrone.

În continuare se vor analiza inductivitățile proprii și mutuale ale înfășurărilor mașinii sincrone. În cazul mașinii sincrone fără înfășurări de amortizare se disting trei categorii de inductivități.

a) *Inductivitățile proprii ale înfășurărilor statorice monofazate* sînt funcții periodice de unghiul $2\,\theta$, fapt care se poate demonstra simplu analizînd poziția rotorului în raport cu una din înfășurările de fază, de exemplu înfășurarea AX, a cărei axă magnetică coincide cu axa sistemului de referință fix față de stator. În figura 4.8, *a* rotorul se află în poziție $\theta = 0$. În această situație, liniile cîmpului magnetic creat de înfășurarea AX parcursă de curentul i_A se închid așa cum este indicat în figură. În această poziție a rotorului reluctanța circuitului magnetic este minimă pentru aceste linii de cîmp și prin urmare inductivitatea proprie a înfășurării AX este maximă. Dacă rotorul se deplasează în poziția $\theta = \frac{\pi}{2}$ ca în figura 4.8, *b* atunci inductivitatea proprie este minimă, deoarece reluctanța drumului după care se închid liniile de cîmp este maximă. În poziția $\theta = \pi$ rotorul ocupă o poziție similară cu cea din figura 4.8, *a* și deci inductivitatea proprie a înfășurării AX devine din nou maximă. La $\theta = \frac{3\pi}{2}$ inductivitatea devine din nou minimă.

Dacă se notează inductivitatea proprie a înfășurării AX cu L_{AA} atunci se poate scrie relația:

$$L_{AA} = L_0 + L_2 \cos 2\,\theta \tag{4.6}$$

unde s-au neglijat termenii de ordin superior din dezvoltarea în serie Fourier a funcției L_{AA} $(2\,\theta)$, care după cum s-a arătat este o funcție periodică de unghiul $2\,\theta$, iar primii termeni sînt de forma celor din relația (4.6).

În mod analog se obține pentru celelalte faze:

$$\begin{aligned} BY: L_{BB} &= L_0 + L_2 \cos\left(2\,\theta - 2\cdot\frac{2\pi}{3}\right) = L_0 + L_2 \cos(2\theta + 120°) \\ CZ: L_{CC} &= L_0 + L_2 \cos\left(2\,\theta - 2\cdot\frac{4\pi}{3}\right) = L_0 + L_2 \cos(2\theta - 120°). \end{aligned} \tag{4.7}$$

Studiile experimentale arată că variația reală a inductivităților proprii funcție de unghiul θ este apropiată de relațiile stabilite mai sus.

b) *Inductivitățile mutuale dintre fazele statorului*, de asemenea depind de unghiul 2θ și au o variație periodică funcție de acest unghi. Legea de variație a acestor inductivități poate fi determinată analizînd cîteva poziții ale rotorului. Dacă rotorul ocupă poziția din figura 4.8, *c* liniile cîmpului magnetic creat de înfășurarea AX înlănțuie și spirele înfășurării BY. Drumul după care se închid aceste linii au reluctanța minimă pentru această poziție, de unde rezultă că în această poziție inductivitatea mutuală dintre înfășurările AX și BY este maximă. Dacă rotorul se află în poziția din figura 4.8, *d*, atunci datorită reluctanței mari a drumului liniilor de cîmp, inductivitatea mutuală dintre înfășurările AX și BY va fi minimă. Fiecare din aceste situații va avea loc de două ori la o rotație de 2π grade electrice.

În final, inductivitățile mutuale dintre înfășurările statorice pot fi puse sub următoarea formă:

$$L_{AB} = L_{BA} = M_0 + L_2 \cos(2\theta - 120°);\ L_{AC} = L_{CA} =$$
$$= M_0 + L_2 \cos(2\theta + 120°);\ L_{BC} = L_{CB} = M_0 + L_2 \cos 2\theta. \quad (4.8)$$

c) *Inductivitățile mutuale* dintre înfășurarea de excitație dispusă pe rotor și înfășurarea AX, înfășurarea BY respectiv înfășurarea CZ au o variație alternativă. În figura 4.9 se indică trei poziții ale rotorului în raport cu înfășurarea AX, înfășurarea de pe rotor fiind parcursă de curentul i_e.

Dacă rotorul se află în poziția 4.9, *a* atunci fluxul creat de înfășurarea de excitație de pe rotor și care înlănțuie spirele înfășurării AX este maxim ($\theta = 0$). Pentru $\theta = \frac{\pi}{2}$ (fig. 4.9, *b*) fluxul creat de înfășurarea de excitație care înlănțuie înfășurarea AX este zero, cele două înfășurări au axele magnetice decalate una față de alta la 90° electrice. Pentru poziția rotorului din figura 4.9, *c* ($\theta = \pi$) fluxul prin bobina AX este maxim dar de semn schimbat în comparație cu figura 4.9, *a*. În consecință, inductivitățile mutuale dintre înfășurarea statorică și înfășurarea rotorică sînt de forma:

$$M_{Ae} = M_e \cos\theta;\ M_{Be} = M_e \cos(\theta - 120°);$$
$$M_{Ce} = M_e \cos(\theta + 120°) \quad (4.9)$$

unde s-au neglijat termenii de ordin superior din dezvoltările în serie Fourier.

Inductivitatea proprie a înfășurării de excitație rotorică L_e este constantă, adică nu depinde de unghiul θ.

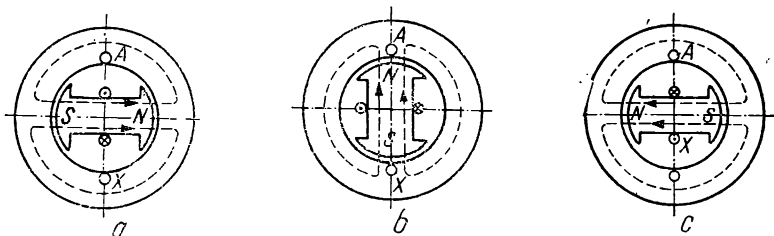


Fig. 4.9. Pozițiile relative ale înfășurării de excitație în raport cu înfășurarea AX.

4.3.1. MAŞINA SINCRONĂ CU ÎNFĂŞURĂRI DE AMORTIZARE

Înfăşurarea de amortizare a maşinii sincrone este echivalată cu două înfăşurări ortogonale: una avînd axa magnetică coincidentă cu axa d (notată cu D) şi se numeşte *înfăşurare de amortizare longitudinală*, cealaltă are axa magnetică coincidentă cu axa q (notată Q) şi se numeşte *înfăşurare de amortizare transversală*.

Inductivităţile proprii şi mutuale ale acestor înfăşurări se deduc întocmai ca şi la înfăşurarea de excitaţie.

Inductivitatea proprie L_D şi inductivitatea mutuală cu înfăşurarea de excitaţie M_{De} ale înfăşurării de amortizare longitudinală sînt constante în raport cu unghiul θ, deoarece oricare ar fi poziţia rotorului reluctanţa corespunzătoare fluxului magnetic aferent acestor inductivităţi este constantă.

Inductivităţile mutuale dintre înfăşurarea de amortizare longitudinală şi înfăşurările de fază statorice se pot pune sub forma:

$$M_{DA} = M_D \cos\theta;\quad M_{DB} = M_D \cos(\theta - 120°);$$
$$M_{DC} = M_D \cos(\theta + 120°) \qquad (4.10)$$

unde s-au neglijat armonicile de ordin superior.

Înfăşurarea de amortizare transversală este ortogonală atît în raport cu înfăşurarea de amortizare longitudinală cît şi cu înfăşurarea de excitaţie, deci cuplajele magnetice corespunzătoare sînt nule.

Inductivitatea proprie a înfăşurării de amortizare transversală L_Q este constantă, iar inductivităţile mutuale dintre această înfăşurare şi înfăşurările de fază statorice se pot pune sub forma:

$$M_{QA} = M_Q \sin\theta;\quad M_{QB} = M_Q \sin(\theta - 120°);$$
$$M_{QC} = M_Q \sin(\theta + 120°); \qquad (4.11)$$

unde s-au neglijat armonicile superioare şi s-a avut în vedere că înfăşurarea de amortizare transversală este decalată în spaţiu faţă de înfăşurarea de excitaţie cu 90° electrice.

4.4. FLUXUL MAGNETIC REPREZENTATIV AL ÎNFĂŞURĂRII TRIFAZATE STATORICE

Pentru a calcula fluxul reprezentativ statoric este necesar să se calculeze fluxurile totale prin cele trei înfăşurări de fază cu ajutorul inductivităţilor analizate în paragraful procedent; pentru $i_A + i_B + i_C = 0$ se obţine:

$$\varphi_A = L_{AA} i_A + L_{AB} i_B + L_{AC} i_C + M_{Ae} i_e = (L_0 - M_0)\, i_A + L_2 [i_A \cos 2\theta +$$
$$+ i_B \cos(2\theta - 120°) + i_C \cos(2\theta + 120°)] + M_e i_e \cos\theta,$$
$$\varphi_B = (L_0 - M_0)\, i_B + L_2 [i_A \cos(2\theta - 120°) + i_B \cos(2\theta + 120°) +$$
$$+ i_C \cos 2\theta] + M_e i_e \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right),$$
$$\varphi_C = (L_0 - M_0)\, i_C + L_2 [i_A \cos(2\theta + 120°) + i_B \cos 2\theta +$$
$$+ i_C \cos(2\theta - 120°)] + M_e i_e \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right). \qquad (4.12)$$

În relațiile (4.12) s-a considerat că mașina sincronă nu are înfășurări de amortizare.

Cu relațiile (4.12) se poate calcula fluxul reprezentativ statoric:

$$\varphi_s = \frac{2}{3}(\varphi_A + a\,\varphi_B + a^2\,\varphi_C) = (L_0 - M_0)\,i_s + \frac{3}{2}L_2\,e^{j2\theta}\,i_s^* + M_e i_e e^{j\theta}. \quad (4.13)$$

Ca de obicei pentru a se ajunge la forma (4.13) funcțiile cosinusoidale s-au înlocuit cu formulele lui Euler. Se constată că în expresia fluxului magnetic reprezentativ intervine atît curentul i_s cît și curentul reprezentativ conjugat i_s^*.

4.5. ECUAȚIILE MAȘINII SINCRONE

Cunoscînd fluxurile totale prin cele trei înfășurări monofazate se pot scrie ecuațiile de tensiuni ale celor trei înfășurări, aplicînd legea inducției electromagnetice pe o curbă închisă Γ care urmărește spirele înfășurării considerate și se închide prin linia tensiunii la borne. Pentru regimul de generator se obține:

$$-u_A = R\,i_A + \frac{d\,\varphi_A}{d\,t}\,;\quad -u_B = R\,i_B + \frac{d\,\varphi_B}{d\,t}\,;\quad -u_C = R\,i_C + \frac{d\,\varphi_C}{d\,t}\,. \quad (4.14)$$

Prima ecuație se înmulțește cu $\frac{2}{3}$, a doua cu $\frac{2}{3}\,a$ și a treia cu $\frac{2}{3}\,a^2$, se adună și se obține:

$$-u_s = R\,i_s + \frac{d\,\varphi_s}{d\,t} \quad (4.15)$$

unde u_s, i_s, φ_s sînt mărimi reprezentative pentru stator.

Ecuația (4.15) scrisă în sistemul de referință fix față de stator poate fi transcrisă în sistemul de referință fix față de rotor dacă ecuația se înmulțește cu $e^{-j\theta}$; se obține:

$$-u_s\,e^{-j\theta} = R\,i_s\,e^{-j\theta} + e^{-j\theta}\cdot\frac{d\,\varphi_s}{d\,t} \quad (4.16)$$

sau

$$-u_R = R\,i_R + j\,\omega\,\varphi_R + \frac{d\,\varphi_R}{d\,t} \quad (4.17)$$

unde:

$$u_R = u_s\,e^{-j\theta} = u_d + j\,u_q;\quad i_R = i_s\,e^{-j\theta} = i_d + j\,i_q;$$

$$\varphi_R = \varphi_s\,e^{-j\theta} = (L_0 - M_0)\,i_R + \frac{3}{2}L_2\,i_R^* + M_e\,i_e = \quad (4.18)$$

$$= L_d\,i_d + j\,L_q\,i_q + M_e\,i_e = \varphi_d + j\,\varphi_q$$

unde s-a notat:

$L_d = L_0 - M_0 + \frac{3}{2}\,L_2$ denumită inductivitatea sincronă longitudinală

$L_q = L_0 - M_0 - \frac{3}{2}\,L_2$ denumită inductivitatea sincronă transversală.

Se poate scrie şi ecuaţia pentru rotor

$$u_e = R_e i_e + \frac{d}{dt}(i_A M_{Ae} + i_B M_{Be} + i_C M_{Ce} + L_e i_e) = R_e i_e +$$

$$+ L_e \frac{d i_e}{d t} + \frac{d}{d t}\left\{\frac{3}{2} M_e \frac{1}{2}[i_s e^{-j\theta} + (i_s e^{-j\theta})^*]\right\} =$$

$$= R_e i_e + \frac{d}{dt}\left(\frac{3}{2} M_e i_d\right) + L_e \frac{d i_e}{d t} = R_e i_e + \frac{d}{dt}(M_{de} i_d) + L_e \frac{d i_e}{d t} \qquad (4.19)$$

unde
$$M_{de} = \frac{3}{2} M_e .$$

Ecuaţia complexă (4.17) este echivalentă cu două ecuaţii reale care se obţin prin egalarea părţilor reale şi a celor imaginare. Se obţin deci următoarele ecuaţii pentru generatorul sincron:

$$-u_d = R i_d - \omega \varphi_q + \frac{d \varphi_d}{d t}; \quad -u_q = R i_q + \omega \varphi_d + \frac{d \varphi_q}{d t}$$

$$u_e = R_e i_e + L_e \frac{d i_e}{d t} + \frac{d}{d t}(M_{de} i_d). \qquad (4.20)$$

Pe baza acestor ecuaţii se poate construi schema echivalentă primitivă aşa cum este indicată în figura 4.10.

În ecuaţiile (4.20) fluxurile magnetice φ_d şi φ_q au următoarele expresii:

$$\varphi_d = L_d i_d + M_e i_e; \quad \varphi_q = L_q i_q. \qquad (4.21)$$

Deoarece în expresia fluxului reprezentativ intervine atît curentul i_R cît şi conjugatul său, ecuaţia (4.17) este necesar să fie scrisă sub forma primelor două ecuaţii (4.20) pentru a scoate în evidenţă inductivităţile constante L_d şi L_q. Această situaţie apare diferită faţă de situaţia maşinii asincrone deoarece inductivităţile maşinii sincrone variază după alte legi.

În cazul în care curentul $i_0 = 0$, înfăşurarea trifazată statorică poate fi echivalată cu două înfăşurări fixe faţă de rotor avînd axele magnetice de-

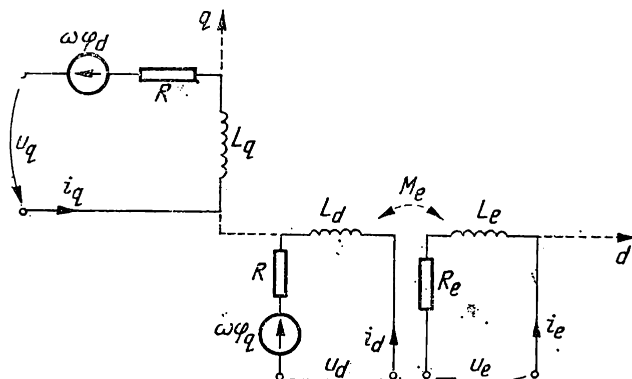


Fig. 4.10. Schema echivalentă primitivă.

calate cu 90° electrice, aceste ultime înfășurări se mai numesc și înfășurări ortogonale pseudostaționare. Acest rezultat este redat în schema echivalentă primitivă din figura 4.10.

Ecuațiile 4.20 sînt ecuațiile generale ale mașinii sincrone fără înfășurări de amortizare.

4.6. ECUAȚIILE MAȘINII SINCRONE ÎN REGIM STAȚIONAR

În continuare se va studia regimul staționar care prezintă o deosebită importanță în exploatarea mașinii sincrone. Prin urmare ecuațiile din paragraful precedent vor fi particularizate pentru acest regim. Se va considera sistemul de referință fix față de rotor, iar rotorul se învîrtește cu viteza unghiulară sincronă, $\theta = \omega t$.

Curenții care parcurg înfășurările monofazate statorice sînt dați de relațiile (4.3). Acești curenți formează un sistem trifazat simetric. În acest caz curentul reprezentativ statoric în sistemul de referință fix față de rotor i_R devine:

$$i_R = \frac{2}{3} I \sqrt{2} \left[\cos\left(\omega t - \varepsilon - \frac{\pi}{2}\right) + e^{j\frac{2\pi}{3}} \cos\left(\omega t - \varepsilon - \frac{\pi}{2} - \frac{2\pi}{3}\right) + \right.$$

$$\left. + e^{j\frac{4\pi}{3}} \cos\left(\omega t - \varepsilon - \frac{\pi}{2} - \frac{4\pi}{3}\right)\right] e^{-j\omega t} = \underline{I}\sqrt{2} =$$

$$= \sqrt{2}\,(-I \sin \varepsilon - I j \cos \varepsilon) = \sqrt{2}\,(\underline{I}_d + \underline{I}_q), \qquad (4.22)$$

adică acest curent coincide cu reprezentarea în complex simplificat a curentului fazei AX, deci nu depinde de timp această reprezentare. Curentul i_e din înfășurarea de excitație este constant în acest regim și se notează cu I_e. Prin urmare nici fluxurile φ_d și φ_q nu depind de timp.

Ecuația (4.17) devine:

$$-\underline{U} = R\,\underline{I} + j\,\omega\,(L_d \underline{I}_d + L_q \underline{I}_q) + j\,\omega\,M_e \underline{I}_e/\sqrt{2} \qquad (4.23)$$

Ecuația pentru înfășurarea de excitație devine: $U_e = R_e I_e$.

Ecuația (4.23) se mai poate scrie și sub forma:

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\,\underline{I} + j\,X_d\,\underline{I}_d + j\,X_q\,\underline{I}_q \qquad (4.24)$$

unde:

$X_d = \omega L_d$ este reactanța sincronă longitudinală;
$X_q = \omega L_q$ este reactanța sincronă transversală;
$\underline{E}_0 = -j\,\omega\,M_e I_e/\sqrt{2}$ este t.e.m. indusă de cîmpul magnetic învîrtitor inductor.

Dacă se fac notațiile, $\underline{E}_d = -j\,X_d\,\underline{I}_d$ și $\underline{E}_q = -j\,X_q\,\underline{I}_q$ atunci ecuația (4.24) se poate pune sub forma:

$$\underline{E} = \underline{E}_0 + \underline{E}_d + \underline{E}_q = \underline{U} + R\,\underline{I}. \qquad (4.25)$$

Mărimile $\underline{E}_d$ și $\underline{E}_q$ sînt t.e.m. induse în înfășurarea statorică de cîmpul magnetic învîrtitor creat de curenții din cele trei înfășurări monofazate.

Deoarece inductivitățile L_d și L_q s-au definit în raport cu fluxul total care înlănțuie o înfășurare rezultă că aceste inductivități includ și inductivitatea de scăpări, adică:

$$L_d = L_\sigma + L_{ad}; \quad L_q = L_\sigma + L_{aq} \tag{4.26}$$

în care caz ecuația (4.24) capătă o altă formă:

$$\underline{E}_0 = R\,\underline{I} + j\,X_\sigma\,\underline{I} + j\,X_{ad}\,\underline{I}_d + j\,X_{aq}\,\underline{I}_q + \underline{U} \tag{4.27}$$

unde:

$X_\sigma = \omega\,L_\sigma$ este reactanța de scăpări a înfășurării statorice AX.

$X_{ad} = \omega\,L_{ad}$ și $X_{aq} = \omega\,L_{aq}$ sînt reactanțele longitudinală respectiv transversală a cîmpului de reacție creat de curenții din înfășurarea statorică, cîmp care traversează întrefierul.

4.7. CÎMPUL MAGNETIC DIN ÎNTREFIERUL MAȘINII SINCRONE

La stabilirea ecuațiilor mașinii sincrone pentru regimul staționar componenta radială a inducției magnetice din întrefier s-a considerat că variază sinusoidal de-a lungul pasului polar, însă curba de repartiție depinde de tipul mașinii și de sarcina ei. În figura 4.11 se prezintă variația în timp a inducției magnetice într-un punct din întrefier, care la o altă scară reprezintă aproximativ variația inducției magnetice pe un dublu pas polar.

Mașinile cu poli aparenți pot avea întrefierul variabil sau constant de-a lungul tălpii polare. În figura 4.12 se prezintă piesa polară cu întrefier variabil și piesa polară cu întrefier constant. Curba *4* din figura *a* reprezintă modul cum ar trebui să varieze întrefierul, pentru ca la o mașină nesaturată, fără crestături, să se obțină, la mersul în gol, o inducție magnetică sinusoidală în întrefier (curba *1*).

Deformarea curbei de repartiție de-a lungul pasului polar a componentei radiale a inducției magnetice, la mersul în sarcină față de mersul în gol, se datorește cîmpului magnetic creat de curenții din indus care se numește cîmp magnetic de reacție. Suprapunînd cele două cîmpuri magnetice se obține cîmpul magnetic rezultant.

Deoarece funcționarea mașinii este determinată în cea mai mare măsură de armonicile fundamentale, cele superioare avînd numai o acțiune perturbatoare, în continuare se vor urmări fenomenele corespunzătoare armonicilor fundamentale.

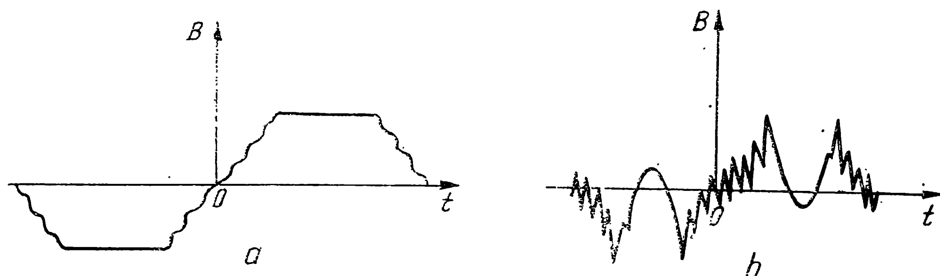


Fig. 4.11. Variația în timp a inducției magnetice într-un punct din întrefierul unui turbogenerator:

a — la mersul în gol (cîmpul inductor), *b* — la scurtcircuit simetric.

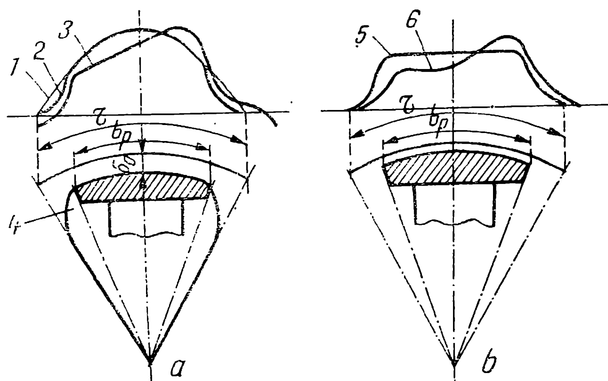


Fig. 4.12. Curba inducției magnetice la o mașină cu poli aparenți:

a — mașină cu întrefier variabil, *b* — mașina cu întrefier constant: *1* — variația sinusoidală a inducției magnetice, *2* — variația inducției în întrefier pentru $b_p < \tau$, *3* și *6* repartiția inducției magnetice în regim de generator cu sarcină rezistiv inductivă, *4* — forma polului pentru a se obține curba *1*, *5* — distribuția inducției la mersul în gol.

4.7.1. CÎMPUL MAGNETIC DE REACȚIE AL MAȘINII SINCRONE

Dacă la bornele generatorului sincron trifazat se conectează o impedanță trifazată simetrică atunci prin cele trei înfășurări de fază se stabilesc curenți care formează un sistem simetric trifazat care se scrie sub forma (4.3). Acești curenți vor produce în întrefierul mașinii o tensiune magnetică învîrtitoare de forma:

$$v_a(\theta_s, t) = \frac{3}{2} V_{ma} \cos\left(\omega t - \theta_s - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right). \qquad (4.28)$$

Fundamentala inducției magnetice învîrtitoare inductoare este de forma $b_0(\theta_s, t) = B_{om} \cos(\omega t - \theta_s)$.

Dacă se reprezintă cele două unde în sistemul de referință fix față de rotor ($\omega t - \theta_s = \theta_r$), atunci aceste unde sînt fixe în raport cu acest referențial și sînt decalate în spațiu cu unghiul $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$ (fig. 4.13).

Inducția magnetică corespunzătoare t.e.m. de reacție v_a se calculează cu relația: $b_a(\theta_r) = \mu_0 v_a(\theta_r)/[\delta(\theta_r)]$.

Deoarece în spațiul interpolar întrefierul este foarte mare, inducția magnetică în această regiune se poate considera zero, iar sub talpa polară întrefierul fiind constant, inducția magnetică urmărește la altă scară variația t.m. $v_a(\theta_r)$. Se constată că la o t.m. cosinusoidală în spațiu, inducția magnetică $b_a(\theta_r)$ are o variație care diferă substanțial de o cosinusoidă, însă este o funcție periodică de unghiul θ_r și deci se poate dezvolta în serie Fourier.

Amplitudinea armonicilor de orice ordin din această dezvoltare depinde de unghiul $\frac{\pi}{2} + \varepsilon$, adică aceste amplitudini depind de natura sarcinii conectate la bornele generatorului sincron.

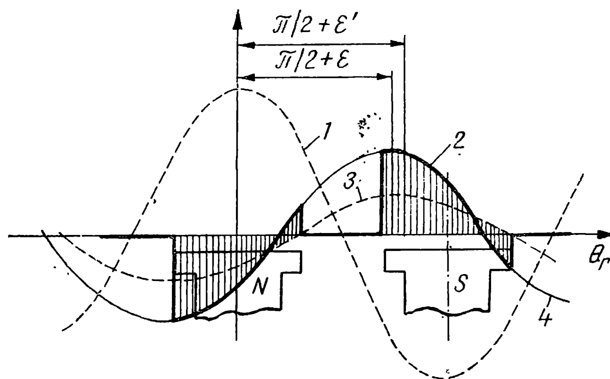


Fig. 4.13. Cîmpul magnetic din întrefier pentru mașina nesaturată:

1 — fundamentala inducției magnetice $b_0(\theta_r)$, *2* — inducția magnetică de reacție $b_a(\theta_r)$, *3* — fundamentala inducției magnetice de reacție $b_{a1}(\theta_r)$ decalată în raport cu $b_0(\theta_r)$ cu unghiul $\frac{\pi}{2} + \varepsilon'$, *4* — tensiunea magnetică de reacție $v_a(\theta_r)$ cu variație cosinusoidală.

Reacția transversală. Dacă curentul din faza considerată este în fază cu t.e.m. indusă de cîmpul magnetic inductor, deci $\varepsilon = 0$, atunci axa q coincide cu axa magnetică a fazei și corespunde situației cînd la bornele generatorului este conectată o sarcină rezistivă. În figura 4.14, *a* se prezintă curbele de variație a t.m. v_{aq} și a inducției magnetice de reacție b_{aq}. Cîmpul magnetic de reacție este decalat cu $\pi/2$ față de cîmpul magnetic inductor, iar liniile de cîmp se închid prin talpa polară, întrefier și stator (fig. 4.14, *b*); un astfel de cîmp magnetic se numește *cîmp de reacție transversal.* Fundamentala inducției magnetice de reacție va avea o amplitudine relativ mică în acest caz. Prin urmare în cazul sarcinii rezistive cîmpul magnetic de reacție este un cîmp transversal. Cîmpul de reacție $b_{aq}(\theta_r)$ se suprapune peste

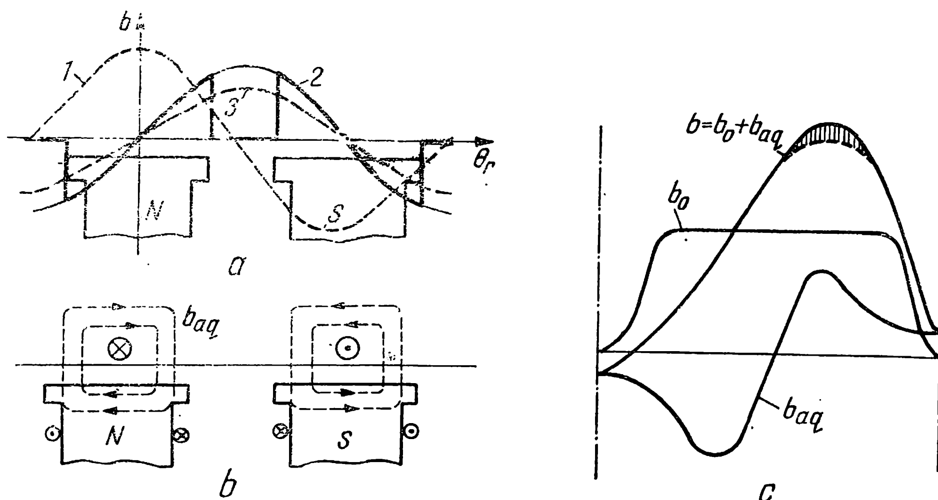


Fig. 4.14. Reacția transversală a indusului ($\varepsilon = 0$):

— cîmpul magnetic inductor și de reacție: *1* — cîmpul inductor $b_0(\theta_r)$, *2* — cîmpul de reacție $b_{aq}(\theta_r)$, *3* — fundamentala cîmpului de reacție; *b* — liniile de cîmp și sensul curenților din stator; *c* — variația cîmpului magnetic rezultant.

cîmpul inductor $b_0(\theta_r)$ și se obține cîmpul magnetic rezultant $b(\theta_r)$, (fig. 4.14, *c*). Are loc o deformare a cîmpului magnetic rezultant sub pol, fiind slăbit sub o jumătate de pol și întărit sub cealaltă jumătate. Dacă mașina are talpa polară nesaturată, reacția transversală nu modifică valoarea fluxului polar; dacă apare saturația, curba inducției magnetice în partea polului cu cîmp întărit e cea cu linie întreruptă și are loc o reducere a fluxului pe pol, cu o valoare corespunzătoare ariei hașurate.

Reacția longitudinală. În cazul unei sarcini cu caracter pur reactiv, curentul dintr-o fază a indusului trece prin maxim cînd t.e.m. indusă $\underline{E}_0$ trece prin zero, deci fluxul inductor al fazei considerate trece prin maxim. În acest caz axa *d* coincide cu axa magnetică a fazei și corespunde la $\varepsilon = \pm \frac{\pi}{2}$. Dacă $\varepsilon = \frac{\pi}{2}$, sarcina este inductivă. În figura 4.15 se prezintă variația cîmpului magnetic inductor $b_0(\theta_r)$ și a cîmpului magnetic de reacție $b_a(\theta_r)$, pentru sarcină pur inductivă.

Fundamentala inducției magnetice de reacție va avea în acest caz o amplitudine relativ mare. Cîmpul magnetic de reacție este în opoziție de fază în raport cu cîmpul magnetic inductor. Acest cîmp de reacție se numește cîmp de reacție longitudinal demagnetizant. Liniile cîmpului de reacție longitudinal demagnetizant se închid pe același drum ca și liniile cîmpului inductor. Pe lîngă micșorarea valorii fluxului magnetic pe pol are loc și o deformare a curbei cîmpului magnetic rezultant.

Dacă la bornele generatorului sincron este conectată o sarcină capacitivă, adică $\varepsilon = -\frac{\pi}{2}$, atunci poziția și forma cîmpului de reacție se prezintă ca în figura 4.16. În acest caz cîmpul magnetic de reacție este în fază cu cîmpul magnetic inductor, un astfel de cîmp de reacție se numește cîmp de reacție longitudinal magnetizant și amplitudinea inducției magnetice de reacție este relativ mare.

Cîmpul magnetic de reacție este de același sens cu cîmpul inductor, ca urmare a acestui fapt cîmpul magnetic rezultant va fi mărit.

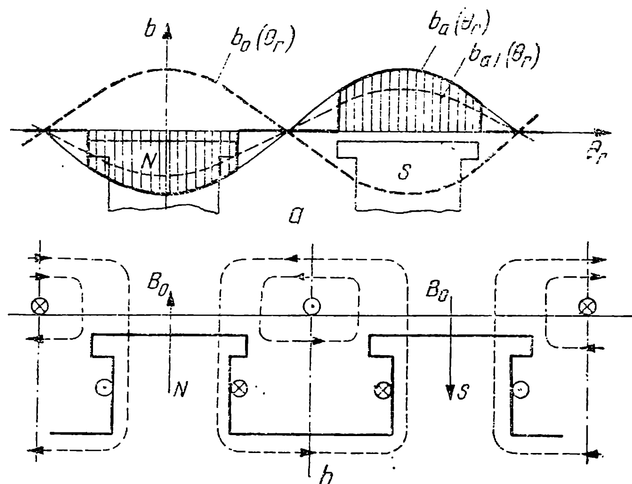
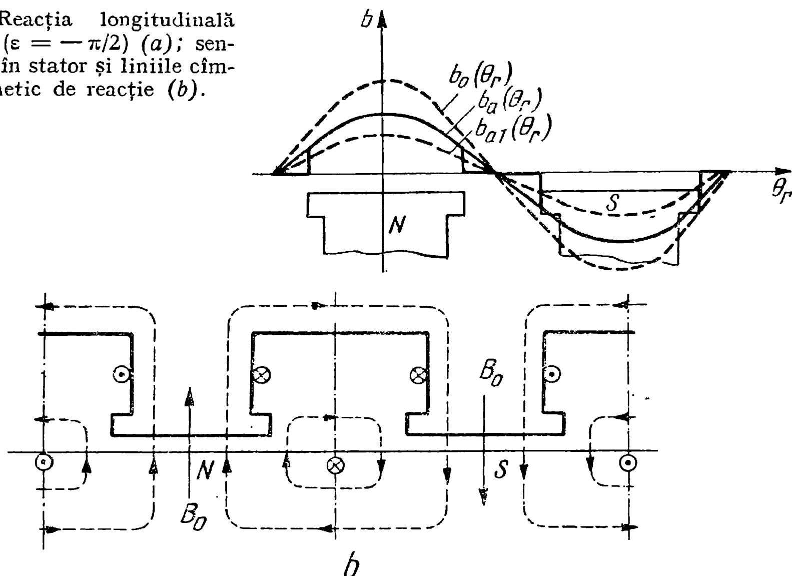


Fig. 4.15. Reacția longitudinală demagnetizantă ($\varepsilon = +\pi/2$): *a* — fundamentalele cîmpului inductor $b_0(\theta_r)$ și a cîmpului magnetic de reacție $b_{a1}(\theta_r)$; *b* — sensu curenților în stator și liniile cîmpului magnetic de reacție.

Fig. 4.16. Reacția longitudinală magnetizantă ($\varepsilon = -\pi/2$) *(a)*; sensul curenților în stator și liniile cîmpului magnetic de reacție *(b)*.



Liniile cîmpului magnetic de reacție longitudinal magnetizant se închid pe același drum ca și liniile cîmpului inductor și au același sens. Din cazurile analizate rezultă că forma curbei inducției magnetice de reacție depinde de natura sarcinii și prin urmare și amplitudinea fundamentalei inducției de reacție este funcție de natura sarcinii. În această situație t.m. învîrtitoare de reacție se va scrie sub forma:

$$v_a(\theta_s, t) = \frac{3}{2} V_m \cos\left(\omega t - \theta_s - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right) = \frac{3}{2} V_m \cos\left(\theta_r - \frac{\pi}{2} - \varepsilon\right) =$$
$$= v_a(\theta_r) = V_{ad}\cos\theta_r + V_{aq}\sin\theta_r = v_{ad}(\theta_r) + v_{aq}(\theta_r) \qquad (4.29)$$

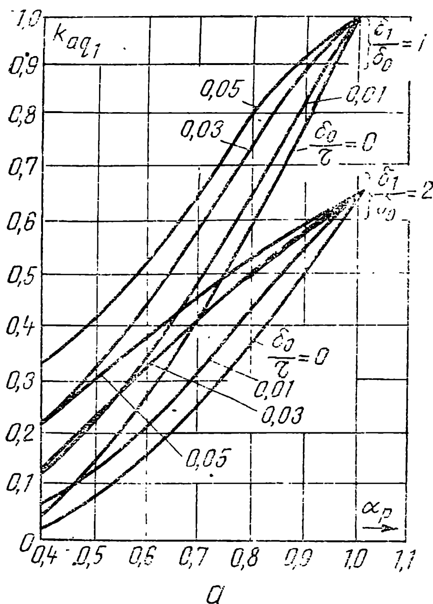
unde:

$$V_{ad} = -\frac{3}{2} V_m \sin\varepsilon = K_1 I_d; \quad I_d = -I\sin\varepsilon;$$
$$V_{aq} = \frac{3}{2} V_m \cos\varepsilon = -K_1 I_q; \quad I_q = -I\cos\varepsilon; \quad K_1 = 3\cdot\frac{k_w w_1}{\pi p}$$

Componenta $v_{aq}(\theta_r)$ a t.m. este similară celei din figura 4.14 și are amplitudinea proporțională cu I_q. Inducția magnetică $b_{aq}(\theta_r)$ corespunzătoare t.m. $v_{aq}(\theta_r)$ datorită prezenței spațiului interpolar are forma și poziția exact ca în figura 4.14; cu notațiile din această figură se calculează amplitudinea armonicii ν a inducției magnetice: $B_{aq\nu} = k_{aq\nu} B_{aq}$ pentru întrefier uniform $\left(\frac{\delta_1}{\delta_0} = 1\right)$, unde

$$k_{aq\nu} = B_{aq\nu}/B_{aq} = \frac{2}{\pi}\int_0^{\frac{\pi\alpha_p}{2}} \sin\theta_r \sin\nu\theta_r \, d\theta_r = \frac{2}{\pi}\cdot$$
$$\cdot\left[-\frac{\sin(1+\nu)\frac{\alpha_p\pi}{2}}{1+\nu} + \frac{\sin(1-\nu)\frac{\alpha_p\pi}{2}}{1-\nu}\right] \qquad (4.30)$$

unde $B_{aq} = \mu_0 V_{aq}/\delta_0$; pentru fundamentală $k_{aq1} = (\alpha_p\pi - \sin\alpha_p\pi)/\pi$.



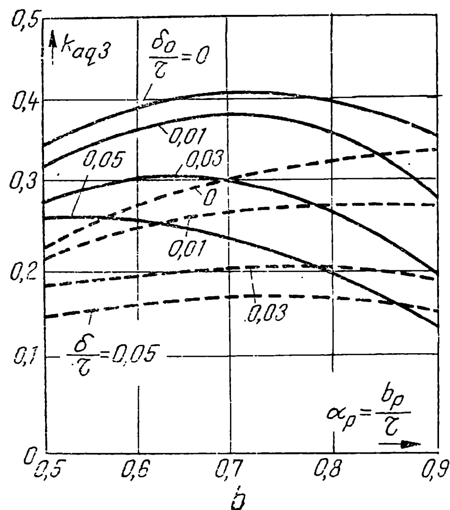


Fig. 4.17. Curbele $k_{aq1} = f(\alpha_p)$ pentru diferite valori ale rapoartelor δ_1/δ_0 și δ_0/τ *(a)*; curbele $k_{aq3} = f(\alpha_p)$ pentru $\delta_1/\delta_0 = \text{const.}$ și $\delta_0/\tau = \text{const.}$, (cu linie plină pentru $\delta_1/\delta_0 = 1$ și cu linie întreruptă pentru $\delta_1/\delta_0 = 2$) *(b)*.

În figura 4.17 se dau curbele pentru factorii k_{aq1} și k_{aq3} în funcție de α_p calculați și pentru întrefier neuniform ($\delta_1/\delta_0 \neq 1$).

Fundamentala $b_{aq1}(\theta_r) = B_{aq1} \sin \theta_r = B_{aq}\, k_{aq1} \sin(\omega t - \theta_s)$ induce în înfășurarea statorică t.e.m. $\underline{E}_{aq} = -j\, X_{aq}\, \underline{I}_q$.

Componenta $v_{ad}(\theta_r)$ este similară celei din figura 4.15 sau 4.16 și are amplitudinea proporțională cu I_d. Inducția magnetică $b_{ad}(\theta_r)$ corespunzătoare t.e.m. $v_{ad}(\theta_r)$, datorită spațiului interpolar, are forma și poziția exact ca în figura 4.15 sau 4.16; cu notațiile din această figură se calculează amplitudinea armonicii ν a inducției magnetice: $B_{ad\nu} = k_{ad\nu}\, B_{ad}$ pentru întrefier uniform $\left(\frac{\delta_1}{\delta_0} = 1\right)$, unde:

$$k_{ad\nu} = B_{ad\nu}/B_{ad} = \frac{4}{\pi}\int_0^{\alpha_p \pi/2} \cos\theta_r \cos\nu\theta_r \, d\theta_r = \frac{2}{\pi}\cdot$$

$$\cdot\left[\frac{\sin(1+\nu)\frac{\alpha_p \pi}{2}}{1+\nu} + \frac{\sin(1-\nu)\frac{\alpha_p \pi}{2}}{1-\nu}\right] \tag{4.31}$$

unde $B_{ad} = \mu_0 V_{ad}/\delta_0$; pentru fundamentală $k_{ad1} = (\alpha_p \pi + \sin \alpha_p \pi)/\pi$.

În figura 4.18 se dau curbele pentru factorii k_{ad1} și k_{ad3} funcție de α_p și pentru întrefier neuniform ($\delta_1/\delta_0 \neq 1$).

Fundamentala $b_{ad1}(\theta_r) = B_{ad1} \cos\theta_r = B_{ad}\, k_{ad1} \cos(\omega t - \theta_s)$ induce în înfășurarea statorică t.e.m. $\underline{E}_{ad} = -j\, X_{ad}\, \underline{I}_d$. Din cele de mai sus rezultă că reactanțele X_{ad} și X_{aq} corespund cîmpului de reacție longitudinal respectiv transversal. Scriind legea inducției electromagnetice pe conturul Γ care

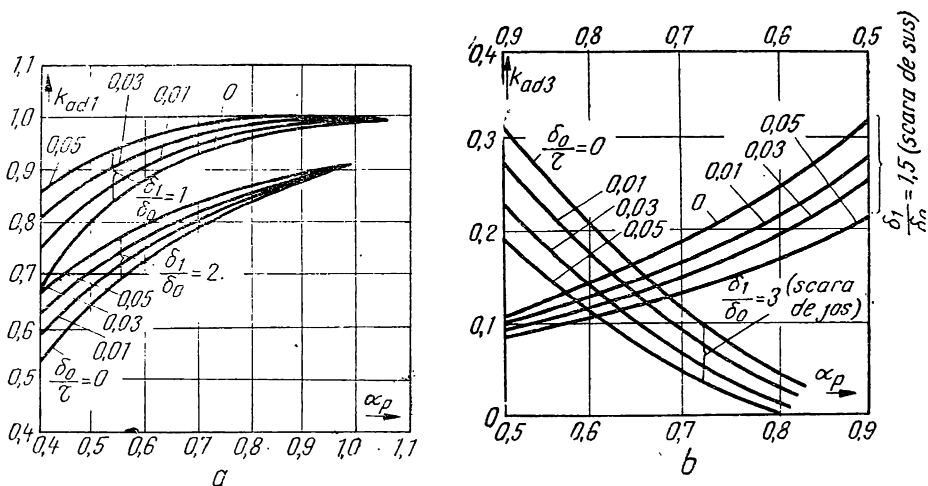


Fig. 4.18. Coeficieitul de formă al cîmpului longitudinal $k_{ad} = k_{ad1} = f(\alpha_p)$ pentru $\delta_1/\delta_2 = = \text{const.}$ *(a)*; coeficientul de formă pentru armonica a 3-a, $k_{ad3} = f(\alpha_p)$ *(b)*.

urmăreşte înfăşurarea statorică rezultă: $\underline{E}_0 + \underline{E}_{ad} + \underline{E}_{aq} = \underline{U} + R\,\underline{I} + j\,X_\sigma \underline{I}$, adică tocmai ecuaţia stabilită în paragraful precedent.

Inducţia magnetică rezultantă din întrefier $b_\mu\,(\theta_r)$ scrisă în sistemul de referinţă solidar cu rotorul (FR) pentru fundamentale este $b_\mu\,(\theta_r) = b_{01}(\theta_r) + b_{ad1}\,(\theta_r) + b_{aq1}\,(\theta_r)$, dacă se înlocuiesc inducţiile magnetice în funcţie de curenţii corespunzători şi se consideră fazori spaţiali atunci se obţine:

$$\underline{I}_\mu = \underline{I}'_e + \underline{I}_d + k_{aq1}\,\underline{I}_q/k_{ad1}$$

deoarece decalajele între fazorii spaţiali $\underline{B}_{01}$, $\underline{B}_{ad1}$, $\underline{B}_{aq1}$ sînt egale cu defazajele dintre fazorii temporali, $\underline{I}'_e$, $\underline{I}_d$, $\underline{I}_q$.

Curentul $\underline{I}_\mu$ corespunde sistemului simetric de curenţi trifazaţi care parcurgînd înfăşurarea statorică trifazată produce aceeaşi inducţie magnetică rezultantă în întrefier ca şi sistemul de curenţi $\underline{I}'_e$, $\underline{I}_d$, $k_{aq1}\,\underline{I}_q/k_{ad1}$.

În cazul maşinii sincrone cu poli înecaţi $k_{aq1} = k_{ad1}$, se obţine $\underline{I}_\mu = \underline{I}'_e + \underline{I}_d + \underline{I}_q = \underline{I}'_e + \underline{I}$.

Adică suma fazorială dintre curentul din inductor raportat la stator şi cel din indus este egală cu curentul de magnetizare şi t.e.m. $\underline{E}$ indusă de cîmpul magnetic învîrtitor rezultant se poate pune sub forma $\underline{E} = -j\,X_\mu\,\underline{I}_\mu$ unde X_μ este *reactanţa de magnetizare*.

4.8. DIAGRAMA FAZORIALĂ A GENERATORULUI SINCRON

La generatorul cu poli aparenţi, datorită neuniformităţii întrefierului se utilizează în locul tensiunii magnetice v_a componentele sale v_{ad} şi v_{aq} cărora le corespund fluxurile magnetice φ_{ad} şi φ_{aq}. În ipoteza că generatorul funcţionează nesaturat, fluxul magnetic rezultant longitudinal se compune din fluxul inductor φ_0 şi fluxul de reacţie longitudinal φ_{ad} adică $\varphi_d = \varphi_0 + \varphi_{ad}$; acest flux φ_d nu este influenţat de fluxul transversal de reacţie φ_{aq}, deoarece fluxul magnetic care se scade pe o parte a tălpii polare se adună cu aceeaşi mărime pe cealaltă parte a tălpii polare.

Diagrama fazorială se construiește pe baza ecuației:

$$\underline{E}_0 = R\underline{I} + jX_\sigma \underline{I} + jX_{ad}\underline{I}_d + jX_{aq}\underline{I}_q + \underline{U}. \qquad (4.31)$$

Se trasează mai întîi fazorul tensiunii la borne $\underline{U}$ ca origine de fază și defazat în urmă cu unghiul φ fazorul curentului $\underline{I}$, în fază cu acest curent este fluxul magnetic de reacție φ_a care are cele două componente φ_{ad} și φ_{aq} în fază cu I_d și respectiv I_q.

Mai departe se presupun cunoscute și valoarea fluxului magnetic inductor și unghiul δ' dintre tensiunea la borne $\underline{U}$ și t.e.m. $\underline{E}_0$. Se construiesc axele Od și Oq decalate cu $\frac{\pi}{2} + \delta'$ respectiv cu $\pi + \delta'$ față de originea de fază $\underline{U}$.

În continuare se reprezintă fazorul $R\underline{I}$ paralel cu fazorul $\underline{I}$; fazorul $jX_\sigma \underline{I}$ este perpendicular pe $\underline{I}$. Proiecțiile fazorului $\underline{I}$ pe axele Od și Oq sînt $\underline{I}_d$ respectiv $\underline{I}_q$. Se duc apoi fazorii $jX_{ad}\underline{I}_d$ și $jX_{aq}\underline{I}_q$ perpendiculari respectiv pe $\underline{I}_d$ și $\underline{I}_q$. Poligonul care reprezintă ecuația (4.31) se închide cu fazorul $\underline{E}_0$. În figura 4.19, *a* este reprezentată această diagramă. La mașinile de putere mare se poate considera $R \simeq 0$ și utilizînd ecuația (4.27) se obține diagrama simplificată din figura 4.19, *b*.

Știind că $\underline{I}_q = \underline{I} - \underline{I}_d$ ecuația (4.31) se poate scrie și sub forma $\underline{E}_0 = R\underline{I} + jX_d\underline{I}_d + jX_q\underline{I}_q + \underline{U} = R\underline{I} + jX_q\underline{I} + j(X_d - X_q)\underline{I}_d + \underline{U}_q$ care facilitează construcția diagramei fazoriale cînd se cunosc parametrii mașinii (R, X_d, X_q), tensiunea la borne U și curentul I (fig. 4.19, *c*).

Mașina sincronă cu poli înecați se caracterizează prin aceea că reactanțele după axa transversală respectiv axa longitudinală sînt egale, adică

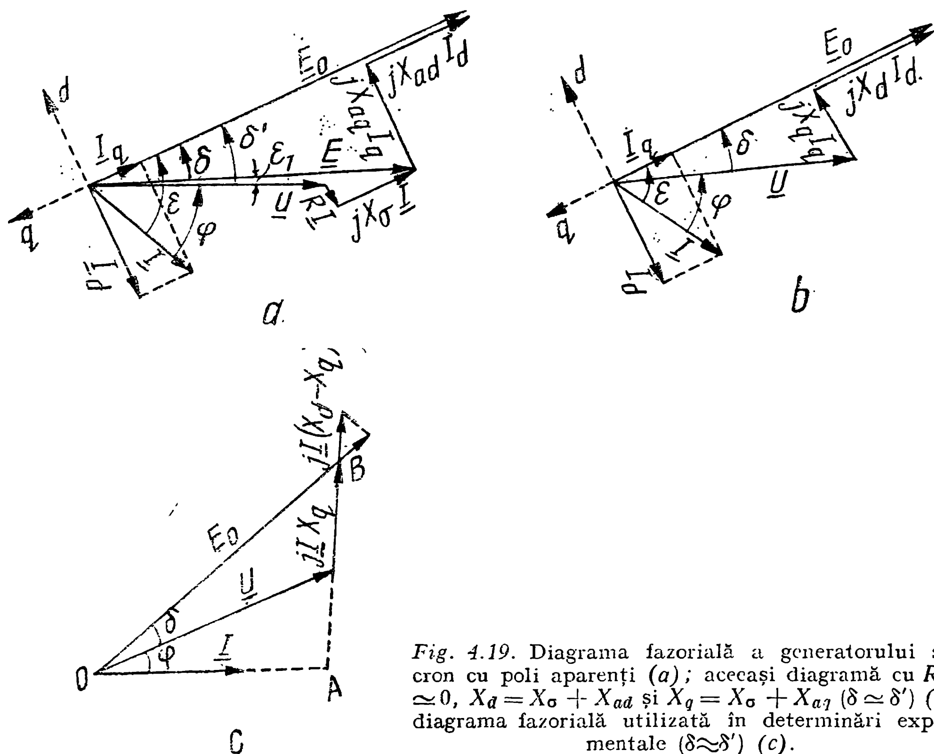


Fig. 4.19. Diagrama fazorială a generatorului sincron cu poli aparenți (*a*); aceeași diagramă cu $R \simeq 0$, $X_d = X_\sigma + X_{ad}$ și $X_q = X_\sigma + X_{aq}$ ($\delta \simeq \delta'$) (*b*); diagrama fazorială utilizată în determinări experimentale ($\delta \approx \delta'$) (*c*).

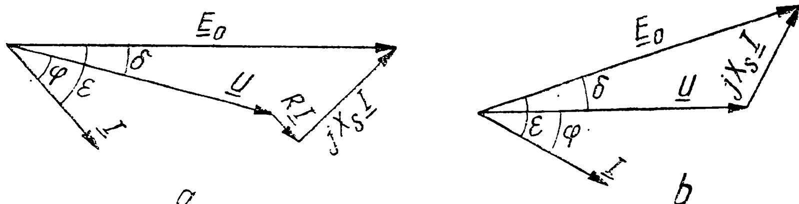


Fig. 4.20. Diagrama fazorială a generatorului cu poli înecați; ($\delta \approx \delta'$):
a — rezistența $R \neq 0$; *b* — rezistența $R \approx 0$.

$X_d = X_q = X_s$. Prin urmare ecuația generatorului sincron cu poli înecați în regim staționar devine:

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\,\underline{I} + j\,X_s\,\underline{I} \qquad (4.32)$$

unde X_s este reactanța sincronă, care se poate pune sub forma: $X_s = X_\sigma + X_a$; X_σ fiind reactanța de scăpări, iar X_a reactanța corespunzătoare cîmpului magnetic de reacție. În aceste condiții ecuația (4.32) capătă o nouă formă:

$$\underline{E}_0 = \underline{U} + R\,\underline{I} + j\,X_\sigma\,\underline{I} + j\,X_a\,\underline{I} \qquad (4.33)$$

În figura 4.20 se prezintă diagrama fazorială a generatorului sincron cu poli înecați în două forme: diagrama fazorială completă (fig. 4.20, *a*) și diagrama fazorială simplificată (fig. 4.20, *b*).

Unghiul de defazaj dintre t.e.m. $\underline{E}_0$ indusă de cîmpul magnetic învîrtitor inductor și t.e.m. $\underline{E}$ indusă de cîmpul magnetic învîrtitor rezultant se numește *unghi intern al mașinii* și este egal cu decalajul spațial dintre cîmpul magnetic învîrtitor inductor și cîmpul magnetic învîrtitor rezultant exprimat în grade electrice; acest unghi se notează cu δ, iar unghiul dintre t.e.m. $\underline{E}_0$ și tensiunea $\underline{U}$ se notează cu δ'. Deoarece căderile de tensiune $X_\sigma\,I$ și $R\,I$ sînt mici în raport cu valorile eficace ale celorlalte mărimi, din diagrama fazorială rezultă că se poate lua $\delta \simeq \delta'$.

4.9. CUPLUL ȘI PUTEREA ELECTROMAGNETICĂ

a. *Cuplul electromagnetic* exercitat asupra rotorului generatorului sincron cu poli aparenți se poate pune sub o formă care evidențiază influența determinantă a unghiului intern δ. Particularizînd pentru mașina sincronă expresia cuplului electromagnetic dedusă în capitolul II se obține:

$$M = \frac{3}{\Omega}\,E\,I\cos(\varphi + \varepsilon_1) \qquad (4.34)$$

Neglijînd rezistența indusului R, pe baza diagramei fazoriale simplificate din figura 4.19,*b* se pot scrie următoarele relații:

$$E\,I\cos(\varphi + \varepsilon_1) = E\,I\cos(\varepsilon - \delta) = E\,I\cos\varepsilon\cos\delta + E\,I\sin\varepsilon.$$

$$\sin\delta = -I_q\,(E_0 - I_d\,X_{ad}) - I_q I_d\,X_{aq} = -E_0 I_q - (X_q - X_d)\cdot I_d\,I_q \qquad (4.35)$$

deoarece:

$$E\cos\delta = E_0 - I_d\,X_d;\quad E\sin\delta = I_q\,X_q; \qquad (4.36)$$
$$X_{ad} - X_{aq} = X_d - X_q$$

Înlocuind în expresia (4.34) se obține:

$$M = -\frac{3}{\Omega}\left[E_0 I_q + (X_q - X_d) I_d I_q\right].$$

Componentele I_d și I_q ale curentului statoric se determină din diagrama fazorială simplificată,

$$I_d = \frac{E_0 - U\cos\delta}{X_d} \text{ și } I_q = \frac{U\sin\delta}{X_q}. \tag{4.37}$$

După calcule elementare se obține următoarea expresie pentru cuplul electromagnetic

$$M = -\frac{3}{\Omega}\left[\frac{E_0 U}{X_d}\sin\delta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{U^2}{2}\sin 2\delta\right] = M' + M''. \tag{4.38}$$

Cuplul electromagnetic al generatorului sincron cu poli aparenți are două componente: prima componentă proporțională cu E_0 și U, iar a doua componentă este independentă de E_0, această a doua componentă se numește *cuplu reactiv* și depinde de diferența reactanțelor sincrone după cele două axe și de pătratul tensiunii. Obișnuit, amplitudinea cuplului reactiv reprezintă 0,2...0,25 din amplitudinea cuplului principal. Prima componentă s-a notat cu M', iar componenta reactivă cu M''.

În figura 4.21, *a* s-a reprezentat variația cuplului electromagnetic al mașinii sincrone cu poli aparenți funcționînd cu tensiune la borne constantă și excitație constantă, în funcție de unghiul intern δ. Datorită componentei reactive M'', maximul cuplului electromagnetic are loc la unghiuri interne mai mici de $\frac{\pi}{2}$.

Se constată că la excitație constantă, cuplul mașinii sincrone variază practic proporțional cu tensiunea la borne U (componenta reactivă M'' fiind mică). Rezultă că mașina sincronă este mai puțin sensibilă la variațiile tensiunii la borne decît mașina asincronă, ceea ce constituie un avantaj important.

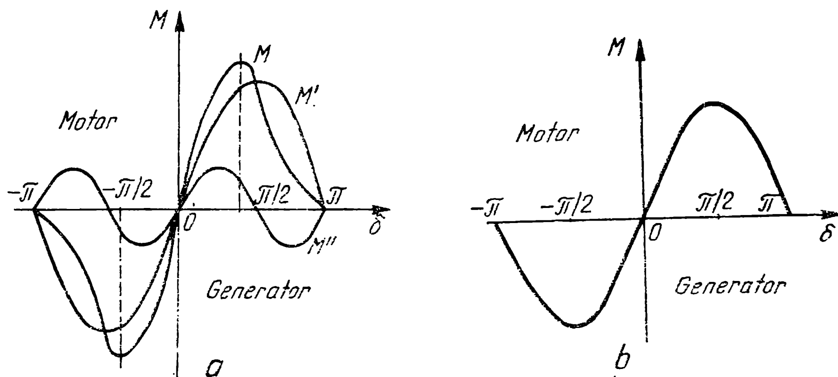


Fig. 4.21. Cuplul electromagnetic la mașina cu poli aparenți (*a*); cuplul electromagnetic la mașina cu poli înecați (*b*).

La mașina sincronă cu poli înecați reactanțele sincrone sînt egale $X_d = X_q = X_s$ și deci expresia cuplului electromagnetic devine:

$$M = -\frac{3}{\Omega}\frac{E_0 U}{X_s}\sin\delta; \quad M_m = \frac{3}{\Omega}\cdot\frac{E_0 U}{X_s}. \tag{4.39}$$

Pentru o mașină care funcționează la o tensiune la borne constantă și la un curent de excitație constant cuplul electromagnetic variază sinusoidal în funcție de unghiul intern (fig. 4.21, *b*).

Cuplul maxim rezultă pentru $\delta = \frac{\pi}{2}$. Capacitatea de supraîncărcare nominală a mașinii este $k_M = M_m/M_n = 1/\sin\delta_n$.

În mod normal, mașina sincronă are capacitatea de supraîncărcare nominală $k_M = 2...3$, ceea ce corespunde unei valori pentru δ_n de 20°...30°.

La mașina sincronă reactivă lipsește înfășurarea de excitație ($E_0 = 0$) și cuplul dezvoltat de mașină se reduce la componenta M'' care variază sinusoidal în funcție de dublul unghiului intern, pentru o mașină cuplată la o rețea de tensiune constantă.

Semnul minus din fața relației (4.38) arată că în regim de generator cuplul electromagnetic M este un cuplu rezistent care se opune mișcării rotorului. Asupra statorului se exercită un cuplu egal în modul și de semn contrar.

Convențional în figurile (4.21, *a* și *b*) cuplul în regim de generator s-a reprezentat deasupra axei absciselor.

b. Puterea electromagnetică $P = -M\,\Omega_1 = -2\,\pi\,n_1\,M$ are expresia:

$$P = 3\left[\frac{E_0 U}{X_d}\sin\delta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{U^2}{2}\sin 2\,\delta\right]. \tag{4.40}$$

Neglijînd pierderile în stator puterea P este cedată rețelei de către mașina sincronă.

Relația (4.40) reprezintă caracteristica unghiulară a puterii mașinii sincrone și exprimă dependența puterii electromagnetice de unghiul intern al mașinii pentru curent de excitație I_e constant ($E_0 = \text{const.}$) și frecvență constantă.

În mod similar se calculează puterea reactivă $Q = \text{Im}\,(3\,\underline{U}\,\underline{I}^*)$:

$$Q = \frac{3\,E_0 U}{X_d}\cos\delta + \frac{3}{2}U^2\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\cos 2\,\delta - \frac{3}{2}U^2\cdot\left(\frac{1}{X_q} + \frac{1}{X_d}\right) \tag{4.41}$$

Puterea de sincronizare și cuplul sincronizant; stabilitatea statică. O mașină sincronă funcționează cu atît mai stabil cu cît variația puterii electromagnetice pe unitatea de unghi intern este mai mare. La o creștere $\Delta\delta$ a unghiului intern puterea electromagnetică devine $P\,(\delta + \Delta\delta)$; dacă se rețin din dezvoltarea în serie Taylor primii doi termeni rezultă:

$$P\,(\delta + \Delta\delta) = P\,(\delta) + \frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\,\delta}\Delta\delta; \quad \Delta P = P(\delta + \Delta\delta) - P\,(\delta) = \frac{\mathrm{d}P}{\mathrm{d}\,\delta}\Delta\delta. \tag{4.42}$$

Factorul $P_s = \frac{dP}{d\delta}$ este numit *putere sincronizantă specifică*. La mașina cu poli înecați puterea sincronizantă P_s respectiv cuplul sincronizant M_s sînt:

$$P_s = 3\frac{E_0 U}{X_d}\cos\delta;\quad M_s = -\frac{3}{\Omega_1}\cdot\frac{E_0 U}{X_d}\cos\delta \tag{4.43}$$

iar la mașina cu poli aparenți:

$$P_s = \frac{3E_0 U}{X_d}\cos\delta + 3U^2\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\cos 2\delta; \tag{4.44}$$

$$M_s = -\frac{3}{\Omega_1}\left[\frac{E_0 U}{X_d}\cos\delta + U^2\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\cos 2\delta\right]$$

În figura 4.22 s-au reprezentat puterea P și puterea sincronizantă P_s în funcție de δ.

Puterea sincronizantă specifică este maximă la funcționarea mașinii sincrone în gol și este nulă la funcționarea în sarcină cu puterea maximă. Puterea electromagnetică respectiv cuplul electromagnetic au valoarea maximă pentru $\delta_m \in \left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$ dat de relația $P_s(\delta_m) = 0$.

Stabilitatea statică caracterizează comportarea mașinii sincrone în cazul variației lente a mărimilor, cînd se neglijează procesele tranzitorii; trecerea de la un punct de funcționare la alt punct de funcționare are loc printr-o succesiune de stări staționare, variațiile mărimilor în timp sînt lente în raport cu constantele de timp ale circuitelor electrice.

O mașină sincronă care schimbă energie cu rețeaua electrică prezintă stabilitate statică, dacă în urma unei perturbații de amplitudine mică, și cu variație lentă în timp, mașina revine la starea de regim permanent de funcționare sincronă.

La o variație a cuplului de acționare M_1, de exemplu, la creșterea acestuia se produce un cuplu de accelerare dat de diferența $M_1 - M$, urmat de o creștere a unghiului intern δ; dacă odată cu creșterea acestuia crește

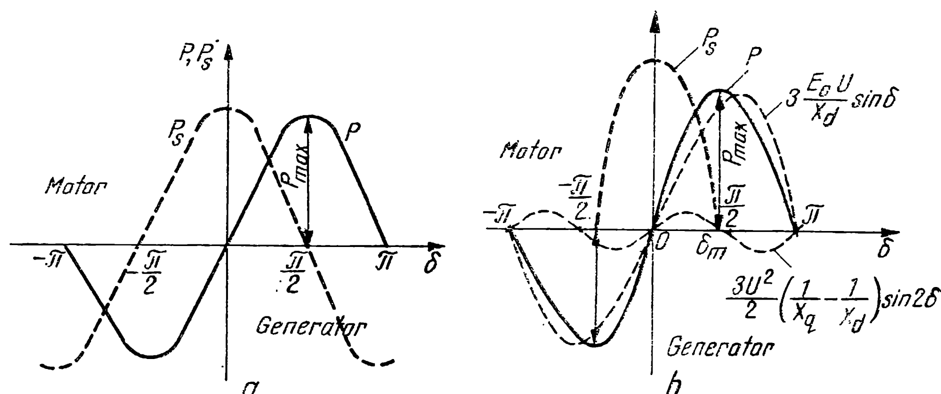


Fig. 4.22. Puterea elecuromagnetică P și puterea sincronizantă specifică P_s la mașina cu poli înecați *(a)*; puterea electromagnetică P și puterea sincronîzată P_s la mașina sincronă cu poli aparenți *(b)*.

și cuplul electromagnetic M atunci se restabilește echilibrul cuplurilor la o nouă valoare a unghiului δ. Acest fapt are loc dacă $\delta \in (0, \delta_m)$, pentru mașina cu poli înecați $\delta_m = \frac{\pi}{2}$ pentru mașina cu poli aparenți $\delta_m < \frac{\pi}{2}$ și este dat de ecuația $P_s(\delta_m) = 0$; pentru aceste valori ale lui δ, puterea sincronizantă specifică $P_s > 0$. Prin urmare o creștere a unghiului δ conduce la o creștere a puterii electromagnetice și deci funcționarea este stabilă static numai pentru $P_s > 0$. Funcționarea mașinii este static instabilă pentru $P_s < 0$, adică pentru $\delta \in (\delta_m, \pi)$.

Pentru regimul de motor funcționarea este stabilă pentru $\delta \in (-\delta_m, 0)$ și este instabilă pentru $\delta \in (-\pi, -\delta_m)$.

Pentru o funcționare stabilă a mașinii sincrone cuplul mecanic aplicat rotorului trebuie să nu depășească amplitudinea cuplului electromagnetic pe care-l dezvoltă mașina la un curent de excitație și o tensiune la borne dată. Pentru aprecierea capacității mașinii sincrone de a face față unor suprasarcini, se definește *capacitatea de suprasarcină* k_m, egală cu raportul dintre puterea electromagnetică maximă P_{max} și puterea nominală P_n a mașinii. La mașina sincronă cu poli înecați se obține:

$$k_m = P_{max}/P_n = \frac{3\,U_n\,E_{0n}/X_s}{3\,U_n I_n \cos\varphi_n} = \frac{i_{kn}}{\cos\varphi_n}\,; \quad X_d = X_q = X_s\,; \quad i_{kn} = E_{0n}/X_s I_n \tag{4.45}$$

i_{kn} este valoarea relativă a curentului de scurtcircuit la excitație nominală. Expresia (4.45) se poate folosi cu aproximație și la mașinile sincrone cu poli aparenți, deoarece cuplul reactiv nu aduce corecții esențiale valorii maxime a cuplului electromagnetic. Saturația circuitului magnetic al mașinii influențează caracteristica unghiulară a mașinii sincrone și limita ei de stabilitate.

4.10. CARACTERISTICILE GENERATORULUI SINCRON

Funcționarea mașinii sincrone ca generator în regim staționar se poate studia cu ajutorul caracteristicilor de funcționare. Caracteristicile mașinii sincrone se pot determina fie direct pe cale experimentală, fie prin calcul, cunoscînd caracteristica magnetică a mașinii și valorile parametrilor ei determinați experimental sau prin calcul.

Un generator sincron poate funcționa în mai multe situații din punctul de vedere al legăturii sale cu sarcina. Cazul cel mai simplu este acela cînd o rețea receptoare, de impedanță echivalentă dată, este alimentată direct de un singur generator sincron. În această situație tensiunea la bornele generatorului, frecvența acestuia și curentul debitat depind numai de parametrii generatorului (rezistențe, reactanțe), de curentul de excitație și de puterea mecanică transmisă de motorul primar propriu. O asemenea funcționare se întîlnește mai rar în practica actuală și se referă la generatoare de putere relativ redusă.

Cea mai răspîndită situație este însă aceea cînd generatorul sincron, de regulă de putere mijlocie sau mare, reprezintă doar un element dintr-un sistem electroenergetic care reunește un număr mare de centrale electrice și o rețea corespunzătoare de receptoare, fiecare centrală avînd mai multe generatoare sincrone, funcționînd în paralel pe aceleași bare, iar cen-

tralele fiind interconectate între ele prin linii de transmisie a energiei electrice. În acest caz, un generator sincron are o tensiune la borne și o frecvență dependente de sistemul electroenergetic.

În acest paragraf se vor prezenta caracteristicile de funcționare ale generatorului sincron funcționînd autonom pe o rețea receptoare proprie.

a) *Caracteristica la funcționarea în gol* se definește prin relația:

$$E_0 = f(I_e) \text{ pentru } n = \text{const.} \ (= n_n); \quad I = 0.$$

Se știe că t.e.m. E_0 indusă de cîmpul învîrtitor de excitație este proporțională cu fluxul maxim Φ_m și că acesta este funcție de curentul de excitație I_e. Pe măsură ce curentul de excitație I_e crește, crește și fluxul Φ_m și deci și t.e.m. E_0.

Cînd circuitul magnetic al mașinii începe să se satureze creșterea curentului de excitație nu mai conduce la o creștere proporțională a fluxului magnetic, acest flux crește mai puțin și deci și t.e.m. E_0 crește mai puțin. Dacă mașina a funcționat anterior, atunci în cazul $I_e = 0$, fluxul magnetic φ nu este nul, deși este foarte redus. Acest fapt se explică prin existența unui cîmp remanent al polilor, fenomen caracteristic materialelor feromagnetice. În consecință la $I_e = 0$ rezultă că $E_0 = E_{0rem}$. De obicei t.e.m. remanentă reprezintă 5÷10% din tensiunea la borne corespunzătoare regimului nominal.

Deoarece circuitul magnetic realizat din materiale feromagnetice prezintă și fenomenul de histerezis, caracteristica de mers în gol ridicată experimental are două ramuri: una pentru curent de excitație crescător, iar cealaltă pentru curent de excitație descrescător (fig. 4.23, *a*). De regulă caracteristica de mers în gol este definită prin media pe ordonată a celor două ramuri (curba întreruptă din figura 4.23, *a*).

Se obișnuiește de cele mai multe ori ca această caracteristică de mers în gol să se redea ca dependența între mărimi fără dimensiuni, sub forma $E_0/U_n = f(I_e/I_{en})$, U_n fiind tensiunea nominală, iar I_{en} fiind curentul de excitație care corespunde la mersul în gol tensiunii nominale.

Pentru mașinile sincrone actuale, caracteristicile de mers în gol respective în mărimi relative sînt atît de apropiate una de alta, încît se poate

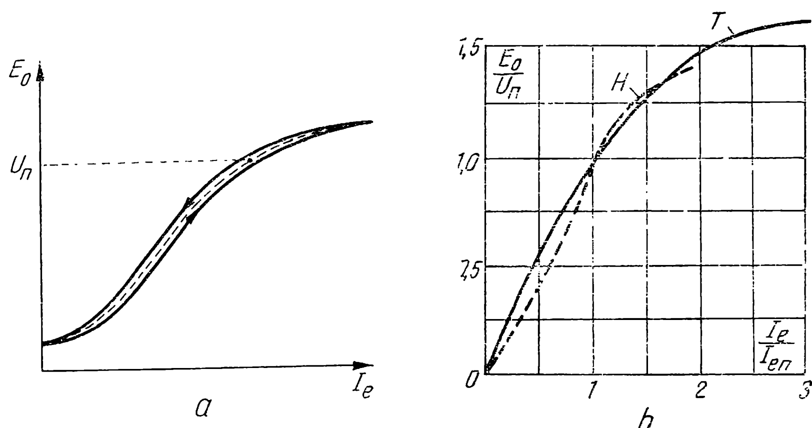


Fig. 4.23. Caracteristica în gol a generatorului sincron:
a — caracteristica în gol $E_0 = f(I_e)$; *b* — caracteristica universală (*H*-hidrogeneratoare; *T*-turbogeneratoare).

vorbi de o caracteristică universală. În figura 4.23, *b* se redă această caracteristică universală.

Caracteristicile efective ale generatoarelor sincrone nu se abat de la caracteristica universală cu mai mult de 5% într-un sens sau altul.

b) *Caracteristica de scurtcircuit* se definește prin relația:

$$I = f(I_e) \text{ pentru } U = 0;\ n = \text{const. } (= n_n)$$

și reprezintă un caz particular al caracteristicilor de reglare. Se are în vedere regimul staționar de scurtcircuit simetric al generatorului sincron, cînd cele trei borne ale generatorului sînt legate între ele prin conductoare de impedanță neglijabilă. Pentru ridicarea experimentală a acestei caracteristici, generatorul scurtcircuitat în prealabil se pune în mișcare și se rotește cu turația nominală, iar după aceea curentul de excitație se crește treptat, citindu-se curentul de excitație și curentul de scurtcircuit. În cazul generatoarelor sincrone de mare putere, rezistența statorică se poate practic neglija și se poate considera că la scurtcircuit mașina are numai reactanță inductivă și deci $I = I_d$. Din această cauză curentul de scurtcircuit I este defazat practic în urma t.e.m. E_0 cu unghiul $\varphi_k = 90°$.

Diagrama fazorială pentru scurtcircuit trifazat este prezentată în figura 4.24, *a*. În acest regim, fluxul magnetic rezultant este foarte mic deoarece cîmpul magnetic de reacție este longitudinal demagnetizant, așa încît se

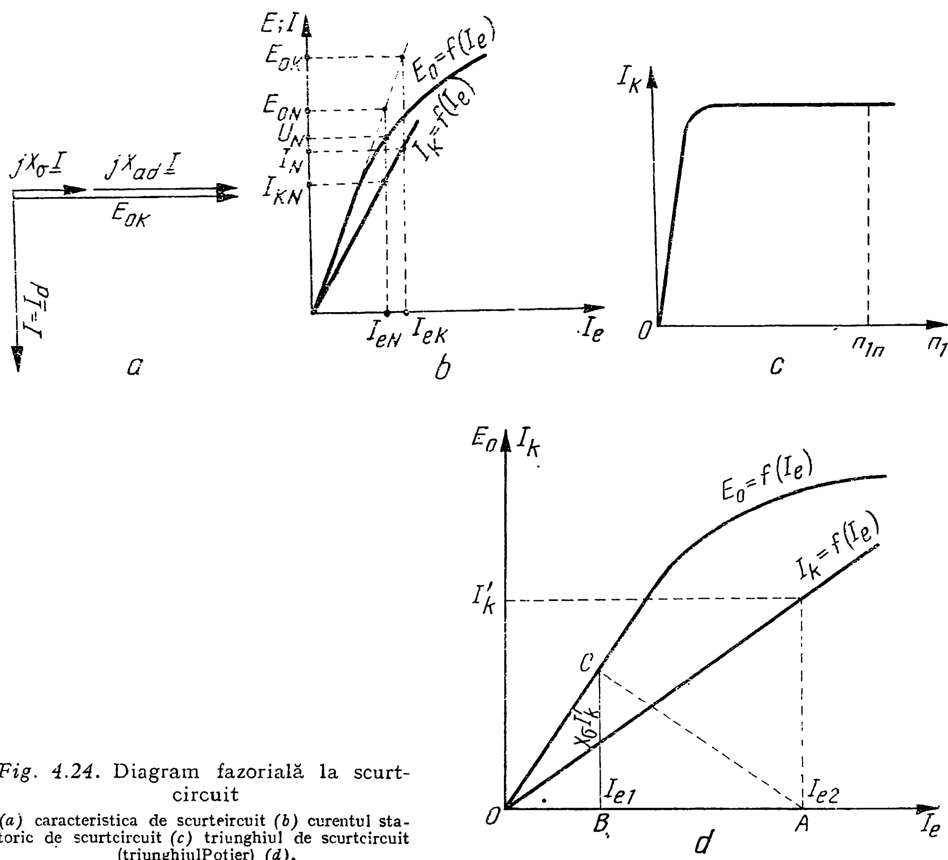


Fig. 4.24. Diagram fazorială la scurtcircuit

(*a*) caracteristica de scurtcircuit (*b*) curentul statoric de scurtcircuit (*c*) triunghiul de scurtcircuit (triunghiulPotier) (*d*).

poate considera că circuitul magnetic este practic nesaturat. Din cele de mai sus rezultă că pentru curenţi de excitaţie nu prea mari, deci t.e.m. E_0 nu prea mari, curentul de scurtcircuit este practic proporţional cu curentul de excitaţie. Caracteristica de scurtcircuit este practic lineară (fig. 4.24, *b*). Pentru un domeniu mare de frecvenţă (respectiv de turaţie) curentul de scurtcircuit I_k este aproape constant, deoarece reactanţele sînt preponderente şi sînt proporţionale cu frecvenţa (respectiv cu turaţia ca şi t.e.m. E_0). La frecvenţe mici (turaţii mici) ponderea rezistenţei R creşte şi variaţia curentului I_k tinde spre o dreaptă (fig. 4.24, *c*). Cu ajutorul caracteristicii de mers în gol şi a caracteristicii de scurtcircuit se poate determina raportul de scurtcircuit RSC, adică raportul dintre curentul de scurtcircuit I_{kn} la curentul de excitaţie I_{en} corespunzător tensiunii nominale U_n la mersul în gol şi curentul nominal I_n: $RSC = I_{kn}/I_n = I_{en}/I_{ek} = E_{0n}/E_{0k}$, dar $E_{0k} = I_n X_d$ de unde rezultă şi valoarea nesaturată a reactanţei X_d ($X_d = AB/BC$, AB este luat la scara tensiunilor, iar BC la scara curenţilor) care în unităţi relative este $x_d = X_d I_n/U_n$ şi deci:

$$RSC = E_{0n}/U_n x_d. \tag{4.46}$$

Pentru maşina sincronă care, la curentul de excitaţie I_{en}, nu este saturată rezultă $E_{0n} = U_n$ şi deci $RSC = 1/x_d$.

Cele arătate mai sus sînt valabile atît pentru maşina cu poli aparenţi cît şi pentru maşina cu poli înecaţi cu deosebirea că pentru maşina cu poli înecaţi X_d devine X_s.

Pentru generatoarele sincrone cu poli înecaţi (turbogeneratoare) $RSC = 0{,}5...0{,}7$, ceea ce înseamnă că la scurtcircuit curentul este mai mic decît curentul nominal. Pentru generatoarele cu poli aparenţi (hidrogeneratoare) $RSC = 1...1{,}4$.

Cu caracteristicile $E_0 = f(I_e)$ şi $I_k = f(I_e)$ se poate stabili triunghiul de scurtcircuit la maşina sincronă. Pentru un curent de scurtcircuit I_k' este necesară t.e.m. $E_0' = X_\sigma I_k'$ care este indusă de cîmpul magnetic învîrtitor inductor produs de curentul de excitaţie I_{e1}. La scurtcircuit, reacţia indusului este longitudinală demagnetizantă astfel încît trebuie mărit curentul de excitaţie la valoarea I_{e2} pentru a obţine curentul de scurtcircuit I_k'. Curentul $\Delta I_e = I_{e2} - I_{e1}$, reprezintă la scara curentului de excitaţie, măsura reacţiei longitudinale demagnetizante a indusului corespunzătoare lui I_k' (este curentul de excitaţie necesar compensării reacţiei longitudinale a indusului). Triunghiul ABC se numeşte *triunghi de scurtcircuit* sau *triunghi Potier* (fig. 4.24, *d*).

Generatoarele sincrone cu raport de scurtcircuit mic prezintă o variaţie mai mare a tensiunii la borne la variaţia curentului de sarcină, au un curent de încărcare mai mic la funcţionarea pur capacitivă, este mai puţin stabilă la funcţionarea în paralel cu o reţea de putere infinită (puterea maximă electromagnetică este mai mică la aceeaşi t.e.m. E_0 şi aceeaşi tensiune U). Dar în acelaşi timp generatoarele cu RSC mic sînt mai ieftine, datorită faptului că x_d este mare şi deci întrefierul este mic. Un întrefier mic conduce la o solenaţie de excitaţie mai redusă, deci un consum mai redus de cupru şi o greutate mai mică a rotorului.

c) *Caracteristicile în sarcină* sînt definite de relaţia:

$$U = f(I_e) \text{ pentru } I = \text{const.} \ (= I\ ); \quad n = \text{const.} \ (= n_n); \quad \cos\varphi = \text{const.}$$

Aceste caracteristici nu sînt legate direct de regimurile de funcţionare ale generatorului pe o reţea proprie, şi trebuie considerate ca ajutătoare

pentru determinarea experimentală a unor parametri. Se va stabili alura acestor caracteristici pentru generatorul cu poli înecați ale cărui ecuații de funcționare sînt mai simple. Din diagrama fazorială din figura 4.20 considerînd $R \approx 0$ prin proiectare pe direcția fazorului U și pe o direcție perpendiculară rezultă,

$$E_0 \sin \delta = X_s I \cos \varphi;$$

$$E_0 \cos \delta = X_s I \sin \varphi + U. \quad (4.47)$$

Dacă se elimină unghiul δ atunci se obține:

$$E_0^2 = (U + X_s I \sin \varphi)^2 + (X_s I \cos \varphi)^2. \quad (4.48)$$

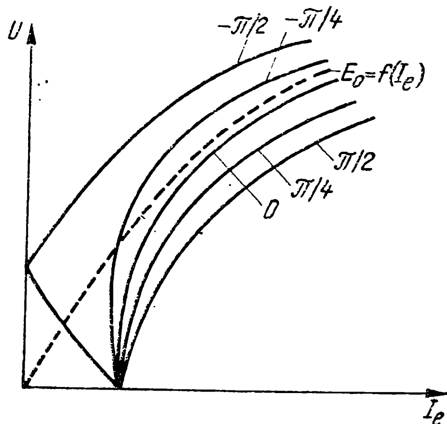
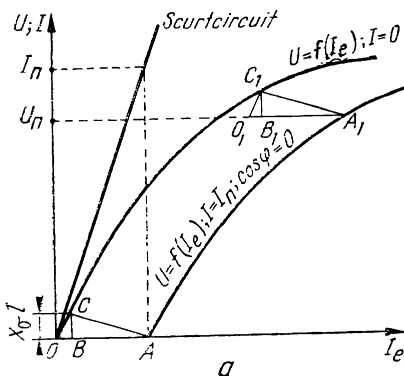


Fig. 4.25. Caracteristicile în sarcină $U = f(I_e)$.

Din relația (4.42), presupunînd I și φ constante, și ținînd seama de legătura $E_0 = f(I_e)$ se ajunge la caracteristicile din figura 4.25. Toate caracteristicile de sarcină care corespund aceluiași curent debitat I, dar unor factori de putere diferiți inductivi și capacitivi, pornesc din același punct, care corespunde tensiunii $U = 0$, adică scurtcircuitului la borne. O importanță deosebită o are caracteristica în sarcină pentru curent pur inductiv de valoare nominală, deoarece permite determinarea reactanței de scăpări X_σ și a valorii saturate X_{ds} a reactanței longitudinale.

De precizat că pentru generatorul cu poli aparenți alura acestor caracteristici este asemănătoare.

Dacă se cunoaște caracteristica în sarcină $U = f(I_e)$ pentru $\cos\varphi = 0$ (caracteristică în sarcină inductivă) și caracteristica în gol, determinate experimental, printr-o construcție grafică se poate determina reactanța de dispersie X_σ și raportul de echivalență k_I al curenților. Alegînd un punct de funcționare A_1 în porțiunea curbată a caracteristicii (fig. 4.26.*a*), se duce



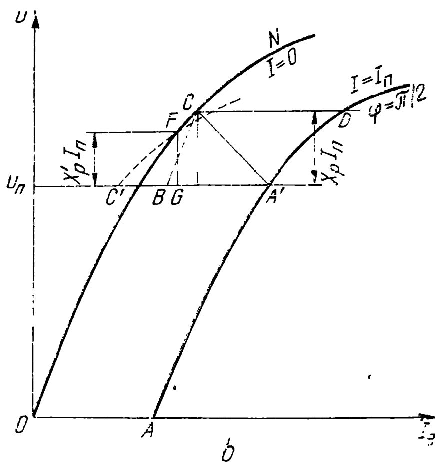


Fig. 4.26. Determinarea reactanței de scăpări (*a*); și determinarea reactanței de scăpări prin metoda Petrov (*b*).

pe paralela la axa absciselor segmentul $A_1O_1 = AO$ și apoi prin punctul O_1 se trasează o paralelă O_1C_1 la porțiunea inițială a caracteristicii în gol. La intersectarea caracteristicii în gol, în punctul C_1, se obține vîrful triunghiului de scurtcircuit și deci $C_1B_1 \doteq X_\sigma I$, iar $B_1A_1 = k_I I$, ceea ce conduce la aflarea mărimilor k_I și X_σ. Este de observat că în realitate caracteristica în sarcină inductivă nu rezultă prin simpla translatare a caracteristicii de mers în gol după direcția CA sau C_1A_1, observîndu-se o curbare mai pronunțată a caracteristicii în sarcină inductivă la saturații mari, datorită creșterii fluxului de dispersie al inductorului în sarcină, aceasta fiind produs de curentul de excitație I_e și nu de curentul rezultat I_μ cum se consideră la caracteristica de mers în gol. Deosebirile rămîn totuși mici la mașinile normale. Reactanța determinată în acest mod este mai mare decît reactanța de dispersie X_σ și se numește *reactanța Potier* X_p.

La mașinile sincrone normale, relația dintre cele două reactanțe, la starea de saturație corespunzătoare tensiunii nominale la borne în sarcină inductivă este pentru turbogeneratoare $X_p = (1,3...1,5)\, X_\sigma$, pentru hidrogeneratoare mari $X_p = (1,1...1,3)\, X_\sigma$.

O reactanță X_p' mai apropiată de reactanța de dispersie X_σ se obține prin metoda Petrov (fig. 4.26,*b*). Se construiește triunghiul Potier $A'BC$ corespunzător tensiunii nominale, iar apoi ducînd segmentul CD paralel cu axa absciselor, se translatează unghiul curbiliniu DCN pînă la coincidența punctului D cu punctul A', iar la intersecția curbei translatate cu caracteristica în gol se determină punctul F. Segmentul $FG \perp A'B$ reprezintă o valoare corectă a căderii de tensiune $X_p' I_n$.

Pentru $U = U_n$ și $I = I_n$ reactanța longitudinală X_d are valoarea saturată X_{ds}. Starea de saturație a mașinii, în general, și a circuitului magnetic statoric, în special, este determinată de fluxul magnetic rezultant care induce t.e.m. rezultantă $\underline{E}$. În figura 4.27 se prezintă construcția pentru determinarea valorii saturate X_{ds}. Din A se duce pe abscisă segmentul DA care reprezintă componenta curentului de excitație, necesară compensării efectului reacției longitudinale demagnetizante ($\Delta I_e = AB$ din triunghiul de scurtcircuit). Se obține t.e.m. rezultanta DE și rezultă $X_{ds} = BC/I_n$, iar în valori relative $x_{ds} = X_{ds}\, I_n/U_n = BC/AB$.

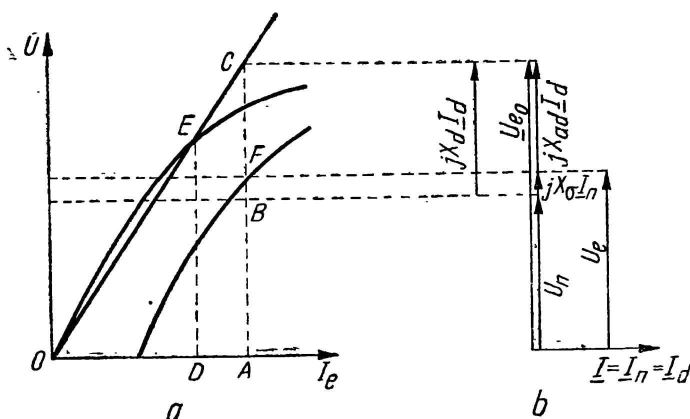


Fig. 4.27. Determinarea valorii saturate a reactanței longitudinale X_{ds}.

d) *Caracteristicile externe* ale generatorului sincron se definesc prin relaţia.

$U = f(I)$ pentru n = const. ($= n_n$); I_e = const.; $\cos\varphi$ = const.

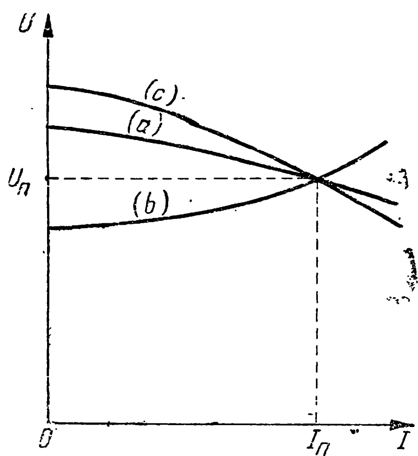


Fig. 4.28. Caracteristicile externe la excitaţie nominală.

Aceste caracteristici arată cum variază tensiunea la borne în funcţie de curentul debitat şi prezintă o mare importanţă practică. Pentru a stabili alura acestor caracteristici se poate apela la diagrama fazorială fie a generatorului cu poli înecaţi, fie a generatorului cu poli aparenţi. Pentru stabilirea alurei acestor caracteristici în figura 4.28 s-a avut în vedere diagrama fazorială a generatorului cu poli înecaţi.

Dacă curentul de excitaţie este constant şi egal cu cel care asigură tensiunea nominală cînd generatorul debitează curentul nominal I_n, atunci E_0 = const. Pentru factorul de putere $\cos\varphi = 1$ rezultă $U < E_0$. Într-adevăr, curentul de sarcină are o componentă longitudinală I_d, relativ mică, care produce un cîmp învîrtitor longitudinal de reacţie demagnetizant în comparaţie cu cîmpul inductor şi o componentă transversală I_q care produce un cîmp transversal ce modifică puţin fluxul magnetic pe pol (datorită saturaţiei). În consecinţă cîmpul învîrtitor rezultant va avea o amplitudine mai mică decît aceea a cîmpului inductor şi deci $U < E_0$. Dacă curentul de sarcină al generatorului se micşorează tinzînd spre zero, însă E_0 = const. atunci fazorul $\underline{U}$ tinde să se confunde cu fazorul $\underline{E}_0$. Aşadar, dacă curentul de sarcină scade tensiunea la borne creşte (curba *a* din figura 4.28). Pentru $\cos\varphi$ capacitiv (fig. 4.28 curba *b*) cînd $I = I_N$, tensiunea la borne este mai mare decît t.e.m. indusă de cîmpul inductor $U > E_0$, datorită existenţei unei componente longitudinale I_d a curentului I care produce un cîmp învîrtitor de reacţie longitudinal magnetizant. Pe măsură ce curentul de sarcină I scade, tensiunea la borne scade, fazorul U tinde către fazorul E_0.

La $\cos\varphi$ inductiv, $U < E_0$ datorită existenţei unui cîmp învîrtitor de reacţie longitudinal demagnetizant mai intens decît pentru $\cos\varphi = 1$ (curba *c* din figura 4.28).

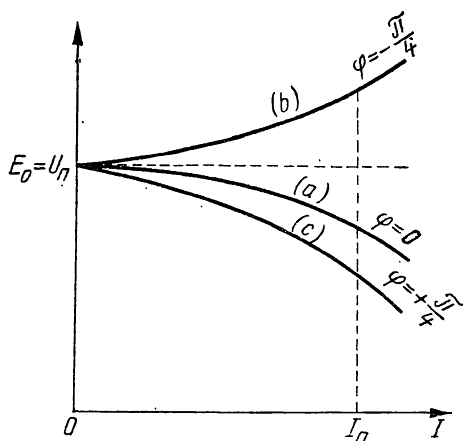


Fig. 4.29. Caracteristicile externe cu tensiunea nominală la gol.

Se poate defini o familie de caracteristici externe pentru curentul de excitaţie care asigură la mersul în gol a generatorului tensiunea nominală. De obicei se preferă a se menţine constant curentul de excitaţie care la mersul în gol asigură tensiunea nominală. Familia de caracteristici pentru această situaţie este

prezentată în figura 4.29, alura lor este aceeaşi, doar că pleacă din punctul $(U_n,0)$.

Diferenţa dintre t.e.m. de mers în gol şi tensiunea la borne la mersul în sarcină nominală sub factor de putere dat, la acelaşi curent de excitaţie şi aceeaşi turaţie, poartă numele de *variaţie a tensiunii* la borne, $\Delta U = E_0 - U_n$.

Această variaţie se raportează la tensiunea nominală, obţinîndu-se variaţia relativă $\Delta u = (E_0 - U_n)/U_n$.

Normele prevăd ca variaţia de tensiune să nu depăşească 0,5 la excitaţie nominală şi sarcină inductivă cu $\cos\varphi = 0{,}8$.

Dacă maşina funcţionează nesaturat, adică are parametrii X_d şi X_q constanţi, se poate stabili o expresie analitică a caracteristicilor externe, pe baza diagramei fazoriale de unde rezultă:

$$E_0 = \sqrt{U^2 + (X_q I)^2 + 2\,U\,X_q I \sin\varphi} + (X_d - X_q)\, I \sin(\delta + \varphi). \tag{4.49}$$

Din triunghiul OAB (fig. 4.19,*c*) rezultă:

$$\sin(\delta + \varphi) = (U \sin\varphi + X_q I)\,/\sqrt{U^2 + (X_q I)^2 + 2\,U\,X_q I \sin\varphi} \tag{4.50}$$

şi după efectuarea calculelor rezultă:

$$E_0 = [U^2 + (X_d + X_q)\,U\,I \sin\varphi + X_d X_q I^2]/\sqrt{U^2 + (X_q I)^2 + 2\,U X_q I \sin\varphi}, \tag{4.51}$$

Relaţia (4.51) pentru $E_0 =$ const. şi $\varphi =$ const. reprezintă o cuadrică. În cazul maşinii cu poli înecaţi $X_d = X_q$ şi caracteristicile externe devin elipse cu centrul în originea axelor de coordonate (U,I). La sarcină pur reactivă $\left(\varphi = \pm\frac{\pi}{2}\right)$ caracteristicile se reduc la drepte $E_0 = \pm(U \pm \pm X_d I)$.

Dacă se ia în consideraţie influenţa saturaţiei, caracteristicile externe se determină prin aproximaţii succesive.

Influenţa saturaţiei se manifestă prin aplatisarea curbelor la tensiuni mai mari decît tensiunea nominală.

e) *Caracteristicile reglării* se definesc cu relaţiile,

$$I_e = f(I) \text{ pentru } U = \text{const.}\ (= U_n);\quad n = \text{const.}\ (= n_n);$$
$$\cos\varphi = \text{const.}$$

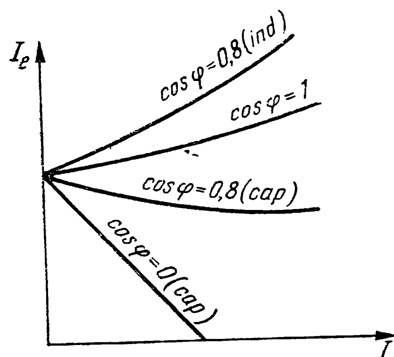


Fig. 4.30. Caracteristicile reglării.

Aceste caracteristici sînt de mare importanţă în exploatarea generatoarelor, întrucît ele arată cum trebuie reglat curentul de excitaţie în situaţia cînd curentul debitat variază, pentru a asigura o tensiune constantă la borne. Caracteristicile reglării pentru diferiţi factori de putere ai sarcinii şi aceeaşi tensiune sînt prezentate în figura 4.30. Toate curbele pornesc din acelaşi punct de pe axa ordonatelor. Alura caracteristicilor reglării rezultă din cele prezentate la caracteristicile externe.

f) *Pierderile și randamentul generatorului sincron.* Ca și în celelalte mașini electrice rotative se produc următoarele tipuri de pierderi: pierderi în conductoarele înfășurărilor P_J și în fier P_{Fe}; pierderi mecanice prin frecare și ventilație. Pierderile P_J și P_{Fe} cuprind pierderile principale și pierderile suplimentare. Pierderile principale P_J sînt pierderi prin efect Joule, în cazul în care curentul ar fi distribuit uniform în secțiunea transversală a conductorului; pierderile suplimentare P_J apar în plus prin efectul Joule, datorită distribuției neuniforme a curentului în secțiune transversală a conductorului. La generatoarele sincrone curentul din indus fiind mare, dimensiunile transversale ale conductoarelor sînt mari și ca urmare pierderile suplimentare pot fi ridicate. Pentru a evita această situație, se împart conductoarele pe înălțimea crestăturii în mai multe bare, sau în cazuri mai dificile se efectuează transpoziții.

Pierderile principale P_{Fe} sînt pierderile prin histerezis și curenții turbionari produși de unda inducției magnetice din întrefier care variază față de indus cu frecvența fundamentală. Această undă este fixă față de inductor și nu se produc pierderi principale în fierul inductorului dar în indus au loc astfel de pierderi. Pierderile suplimentare P_{Fe} cuprind pierderile suplimentare la funcționarea în gol și pierderile suplimentare la funcționarea în sarcină; acestea se produc atît în inductor cît și în indus.

Pierderile suplimentare în rotor pot fi mari la rotoarele din oțel masiv. Mai pot apărea pierderi suplimentare produse de curenții turbionari în piesele de strîngere ale pachetelor de tole, în bandajele de oțel ale rotorului turbogeneratorului și în alte piese de oțel care intră în construcția mașinii sincrone. Aceste pierderi suplimentare prezintă interes la mașinile mari și foarte mari, la care piesele menționate au dimensiuni însemnate; la mașinile de putere mică și mijlocie nu prezintă în general importanță și se neglijează în calcule. Pentru reducerea pierderilor suplimentare în miez și în diferitele piese constructive se iau o serie de măsuri: înfășurări statorice cu pas scurtat pentru a reduce armonicile din curba inducției magnetice; dispunerea convenabilă a capetelor de bobină ale indusului pentru a evita pe cît posibil ca liniile cîmpului magnetic frontal să înlănțuie piesele metalice; se utilizează piese de strîngere și bandaje din materiale nemagnetice. La generatoarele sincrone mari pierderile prin ventilație reprezintă peste 40% din pierderile totale, de aceea reducerea acestor pierderi este importantă. În acest scop la generatoarele sincrone mari, în locul răcirii cu aer se utilizează răcirea cu hidrogen, ceea ce reduce pierderile prin ventilație de aproximativ 10 ori. Răcirea cu hidrogen are și alte avantaje.

Randamentul se calculează cu relația $\eta = 1 - \Sigma p/(P_2 + \Sigma p)$.

La funcționarea în condiții nominale cu $\cos \varphi = 0{,}8$ randamentul turbogeneratoarelor de putere cu $P_2 \in (0{,}5 \div 3)$ MVA este $\eta \in (92 \div 95)\%$, iar pentru P_2 $(3 \div 300)$ MVA este $\eta \in (95 \div 99)\%$. Răcirea cu hidrogen conduce la o mărire a randamentului cu 0,8%. Randamentul hidrogeneratoarelor este aproximativ același. Generatoarele sincrone se construiesc astfel încît să aibă randamentul maxim la punctul nominal.

4.11. DETERMINAREA CURENTULUI DE EXCITAȚIE ȘI A VARIAȚIEI DE TENSIUNE LA GENERATORUL SINCRON

Se presupun cunoscute prin calcul sau experimental: caracteristica de funcționare în gol, caracteristica de scurtcircuit și reactanța de scăpări a indusului. Determinarea curentului de excitație și a variației de tensiune

Fig. 4.31. Construcţia diagramei t.e.m. şi t.m. ale generatorului sincron; determinarea curentului de excitaţie în sarcină.

se face pentru valori impuse ale tensiunii, curentului şi factorului de putere. Construcţia grafică necesară pentru aceste determinări utilizează ecuaţia maşinii sincrone sub forma: $\underline{E} = \underline{U} + R\underline{I} + jX_{\sigma}\underline{I}$. Se ia pe axa ordonatelor fazorul $OA = \underline{U}_n$ şi se reprezintă fazorul $\underline{I}$, deoarece unghiul φ este impus (fig. 4.31). Apoi se construieşte fazorul $jX_{\sigma}\underline{I}$ ceea ce este posibil, reactanţa X_{σ} fiind cunoscută. Considerînd $R \simeq 0$ rezultă fazorul $\underline{E} = OB$, care reprezintă t.e.m. indusă de fluxul rezultant. Se rabate fazorul OB pe axa ordonatelor şi se obţine $OB' = OB$. De pe caracteristica de mers în gol rezultă că, dacă nu ar exista reacţia indusului, ar fi necesar curentul de excitaţie $I_{e0} = OC$ pentru a produce t.e.m. E, însă intervine reacţia indusului şi prin urmare curentul de excitaţie trebuie să fie modificat astfel încît cîmpul magnetic produs de inductor să aibă o valoare corespunzătoare pentru ca o parte să compenseze cîmpul magnetic de reacţie a indusului, iar restul să inducă t.e.m. E.

Pentru a determina curentul de excitaţie este necesar să se cunoască tensiunea magnetică rezultantă V_e care trebuie produsă de inductor. O componentă a t.e.m. V_e este t.m v_{e0} dată de curentul I_{e0} care produce t.e.m. E_0 la funcţionarea în gol, fluxul magnetic φ_{e0} produs de t.m. v_{e0} determină t.e.m. $\underline{E}_0 = -j\,\omega\,\underline{\varphi}_{e0}$ prin urmare $\underline{\varphi}_{e0}$ este defazat înainte cu 90° faţă de E_0; altă componentă este $\underline{v}_a$ produsă de inductor pentru a compensa t.m. de reacţie a indusului, fazorul $\underline{v}_a$ este de sens opus curentului $\underline{I}$.

Rotind cu 180° în sensul orar triunghiul format din fazorii $\underline{v}_{e0}$, $\underline{v}_a$ şi $\underline{v}_e$ se obţine diagrama de fazori a tensiunilor magnetice (fig. 4.31). Segmentele corespunzătoare tensiunilor magnetice reprezintă la altă scară curenţii de excitaţie care produc acele tensiuni magnetice. Tensiunea magnetică sau curentul de excitaţie, necesar pentru compensarea tensiunii magnetice de reacţie a indusului, pot fi determinate prin calcul sau experimental. Modul de determinare experimentală a curentului de excitaţie necesar compensării reacţiei indusului, se bazează pe cunoaşterea căderii de tensiune $X_{\sigma}I$ şi a fost descris la determinarea reactanţei de scăpări prin metoda triunghiului Potier.

Cunoscînd segmentele $OC' \perp OB$ şi $C'D \parallel OI$ se obţine t.m. rezultantă OD (la altă scară curentul de excitaţie). Se rabate segmentul OD pe axa absciselor şi se obţine $I_e = OF = OD$. Prin urmare pentru a realiza la funcţionarea în sarcină tensiunea U, curentul I şi factorul de putere $\cos\varphi$, este necesar curentul I_e. Nu s-a ţinut seama că variaţia fluxului de scăpări dintre polii inductori este diferită pentru funcţionarea în gol şi pentru funcţionarea în sarcină. La mersul în gol curentul de excitaţie are valoarea necesară pentru a acoperi fluxul de scăpări dintre polii inductori, şi a produce fluxul util. În realitate ar fi necesar un curent de excitaţie I_e mai mare pentru a acoperi atît reacţia indusului cît şi fluxul de scăpări

dintre polii inductori, care crește ca urmare a măririi curentului de excitație, deci ca urmare a creșterii saturației. Din construcția făcută rezultă un curent de excitație I_e mai mic decît valoarea reală. Pe de altă parte nu se descompune t.m. de reacție în două componente: una longitudinală corespunzînd unei reluctanțe relativ mici sub poli și alta transversală, corespunzînd unei reluctanțe relativ mari în spațiul interpolar. Ca urmare efectul reacției indusului luat în considerare este ceva mai mare decît cel real. Cele două abateri sînt de semn contrar și diminuează eroarea cu care se calculează curentul I_e. Metoda ia în considerație saturația circuitului magnetic, este simplă și dă rezultate în bună concordanță cu cele obținute experimental.

Variația de tensiune $\Delta u\% = 100(E_0 - U_n)/U_n = 100(FT - FN)/FN = 100\,NT/FN$.

La generatoarele de construcție actuală variația de tensiune se află aproximativ în limitele $(15-30)\%U_n$.

4.12. FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A GENERATOARELOR SINCRONE

În centralele electrice sînt instalate de regulă mai multe generatoare sincrone destinate a funcționa în paralel, debitînd energie electrică într-un sistem electroenergetic mai vast, de putere relativ mare în comparație cu puterea nominală a fiecărui generator. Conectarea în paralel a mai multor generatoare sincrone are temeinice justificări economice și de siguranță în alimentarea cu energie electrică a consumatorilor.

La funcționarea în paralel, toate generatoarele sincrone trebuie să aibă riguros aceeași frecvență, adică trebuie să se rotească sincron. Regulatoarele de turație ale motoarelor primare ale generatoarelor sincrone nu pot asigura respectarea riguroasă a acestei condiții, însă la funcționarea în paralel în generatoarele sincrone apare un cuplu de sincronizare, care asigură menținerea condiției de sincronism. La funcționarea în paralel pot însă apărea oscilații ale rotoarelor generatoarelor în jurul unei turații medii. O altă problemă importantă a funcționării în paralel este și efectuarea operației de conectare a unui nou generator la barele centralei, la care sînt deja conectate alte generatoare.

După ce generatorul sincron a fost pornit cu ajutorul motorului primar și a fost adus la o turație apropiată de cea sincronă, pentru a-l conecta în paralel cu barele centralei, fără a interveni procese tranzitorii care în general perturbă funcționarea mașinii trebuie îndeplinite următoarele condiții: *a*) tensiunile generatorului să fie egale cu tensiunile rețelei; *b*) frecvența f a mașinii să fie apropiată de cea a tensiunii rețelei; *c*) în momentul conectării generatorului la rețea tensiunile la bornele omoloage ale generatorului și ale rețelei trebuie să fie în fază; *d*) ultima condiție impune și coincidența ordinei de succesiune a fazelor generatorului și a fazelor rețelei.

Dacă condiția *d*) nu este îndeplinită, conectarea în paralel nu este posibilă. Dacă nu sînt îndeplinite condițiile *a*) și *c*) cuplarea la rețea este însoțită de fenomene tranzitorii, care sînt cu atît mai puternice, cu cît diferența tensiunilor omologe în fază și amplitudine este mai mare.

Diferența mare între frecvențe la conectare duce la oscilații puternice ale rotorului mașinii sincrone care pot fi urmate de ieșirea din sincronism.

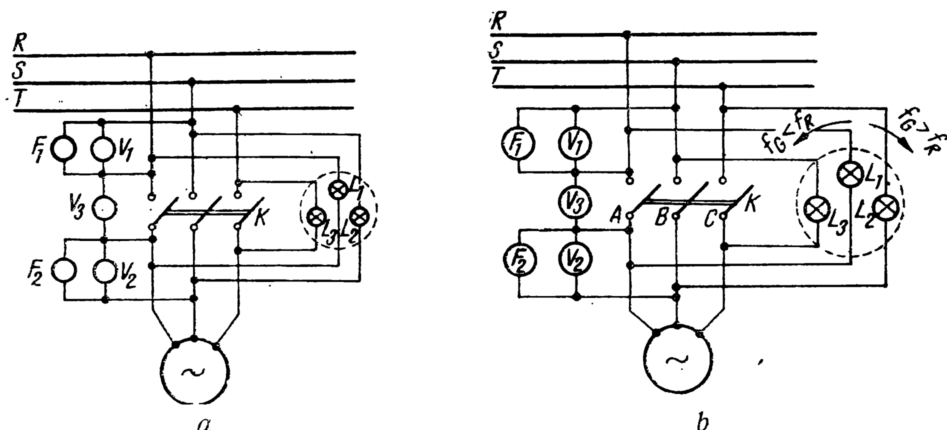


Fig. 4.32. Conectarea unui generator sincron la rețea prin:
a — metoda lămpilor stinse; *b* — metoda luminii rotitoare.

Operația de identificare a succesiunii fazelor la generatoarele fixe se face o singură dată, la montarea generatorului. La efectuarea sincronizărilor ulterioare se urmărește numai îndeplinirea primelor trei condiții.

Condițiile de tensiune și de frecvență (*a* și *b*) se controlează cu ajutorul voltmetrelor și al frecvențmetrelor. Uneori se folosesc în acest scop aparate „duble" cu două indicatoare alăturate, care ușurează observarea îndeplinirii condiției de egalitate ale mărimilor corespunzătoare generatorului cu cele ale rețelei. În cele ce urmează se vor considera îndeplinite cele două condiții.

Coincidența fazelor omoloage ale generatorului și rețelei se poate verifica în mai multe moduri. O primă metodă, numită a *voltmetrului de zero*, constă în măsurarea diferenței dintre tensiunile fazelor omoloage ale generatorului și rețelei cu ajutorul unui voltmetru V_3, montat în paralel cu unul dintre contactele întrerupătorului prin care se face conectarea la rețea, așa cum se indică în figura 4.32. Concomitent se mai suntează, prin elemente de rezistență egală cu cea a voltmetrului și celelalte două contacte ale întreruptorului. La trecerea prin zero sau printr-un minim a tensiunii indicate de voltmetrul V_3, tensiunile fazelor omologe ale generatorului și rețelei coincid. Voltmetrul de zero V_3 se poate face cu scară dilatată la tensiuni mici, ceea ce permite sesizarea mai exactă a momentului coincidenței fazelor tensiunilor.

O altă metodă este cea a *sincronoscopului*. Aceasta se poate realiza cu ajutorul lămpilor electrice sau al cîmpului magnetic învîrtitor. În figura 4.32,*a* și *b* s-au reprezentat schemele sincronoscoapelor cu lămpi. Prima schemă, numită a lămpilor stinse, constă din trei lămpi conectate în paralel cu cîte un contact al întreruptorului de conectare la rețea *K*. În momentul coincidenței tensiunilor în fază, toate lămpile sînt stinse cum rezultă din diagrama tensiunilor reprezentată în figura 4.33,*a* și se poate închide întreruptorul. Schema verifică și coincidența sensului de succesiune a fazelor generatorului cu cele ale rețelei.

Schema din figura 4.32,*b*, numită a luminii rotitoare, constă din trei lămpi conectate în modul următor: una din lămpi, L_1, este în paralel cu contactul primei faze *R/A* a întreruptorului, iar celelalte două lămpi sînt conectate încrucișat, L_2 la *T/B*, iar L_3 la *S/C*. Coincidența tensiunilor fazelor omologe este marcată în această schemă prin stingerea lămpii L_1 și o luminozitate egală a lămpilor L_2 și L_3. La inegalitatea frecvențelor generatorului și rețelei, lămpile se aprind și se sting succesiv, creînd impresia unei lumini rotitoare, al cărui sens de rotație indică sensul de abatere al celor două frecvențe, ceea ce ușurează operația de sincronizare. Diagrama tensiunilor aplicate lămpilor este reprezentată în figura 4.33,*b*. Schema verifică și coincidența sensului de succesiune a fazelor generatorului cu cel al rețelei.

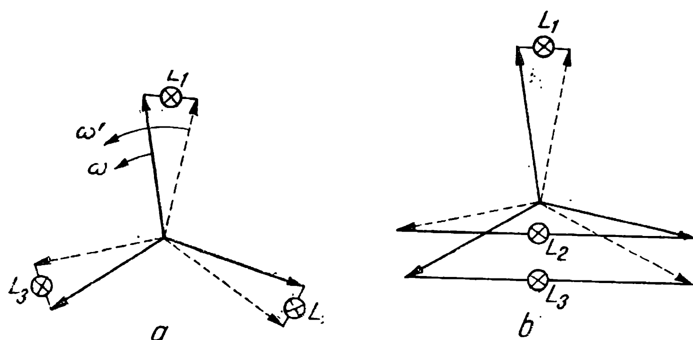


Fig. 4.33. Diagramele de fazori ale tensiunilor a două generatoare conectate în paralel:

a — pentru lămpi stinse; *b* — pentru lumină rotitoare.

Sincronoscopul cu cîmp învîrtitor se bazează în principiu pe un dispozitiv electromecanic similar cu motorul asincron bipolar cu rotor bobinat, ale cărui înfășurări statorice sînt alimentate de la tensiunile rețelei (prin transformatoare reductoare), iar înfășurările rotorice — de la tensiunile generatorului.

În această situație, rotorul dispozitivului se va învîrti cu o viteză unghiulară egală cu diferența pulsațiilor tensiunilor rețelei și generatorului, sensul de rotire fiind dependent de sensul acestei diferențe. La trecerea unui indicator, solidar cu rotorul dispozitivului, prin dreptul unui reper anumit, tensiunile omoloage ale generatorului și rețelei sînt în fază și se poate cupla întreruptorul.

Există și dispozitive care efectuează automat toate operațiile de sincronizare și controlează îndeplinirea condițiilor pentru conectarea la rețea a generatorului.

Metodele de sincronizare descrise mai sus, care urmăresc conectarea generatorului sincron la rețea astfel încît fenomenele tranzitorii să fie reduse (teoretic să nu existe asemenea fenomene la îndeplinirea riguroasă a condițiilor *a*—*d*), se numesc *metode de sincronizare fină*. În general durata unei sincronizări fine este mare și necesită aparatură specială, și personal calificat.

Dacă rețeaua la care se cuplează generatorul este suficient de puternică, se poate folosi metoda autosincronizării. În această metodă, care se poate aplica dacă este îndeplinită condiția de identitate a ordinei de succesiune a fazelor, generatorul se cuplează la rețea dezexcitat, avînd o turație apropiată de cea sincronă (se admit diferențe de cel mult 3÷5%). Conectarea se poate face direct sau prin intermediul unei bobine, care apoi se scurtcircuitează. În momentul conectării, înfășurarea de excitație a generatorului este conectată pe o rezistență de 5÷10 ori mai mare decît rezistența înfășurării, așa-numita *rezistență de stingere*, folosită pentru dizexcitarea rapidă a mașinii în caz de avarii interne. Cuplul asincron care ia naștere aduce generatorul sincron pînă aproape de turația sincronă, astfel încît la aplicarea tensiunii de excitație, generatorul va fi atras în sincronism de cuplul sincron care ia naștere.

Uneori metoda autosincronizării se aplică într-o variantă care prevede aplicarea tensiunii de excitație simultan cu conectarea la rețea a generatorului dezexcitat. În acest caz șocul de curent în procesul de autosincro-

nizare este mai mare, însă durata fenomenului scade, ceea ce poate constitui un argument decisiv în situații în care intervenția rapidă a unui generator este importantă. Metoda autosincronizării este simplă și nu necesită utilaj special.

4.13. ÎNFĂȘURAREA DE AMORTIZARE A MAȘINII SINCRONE

Această înfășurare — denumită și amortizor — poate fi constituită de o colivie dispusă pe rotorul mașinii sincrone (ca o colivie de mașină asincronă), sau de polii masivi. Se numește *sistem de amortizare* al unei mașini sincrone, totalitatea circuitelor, cu excepția înfășurării de excitație, care se află pe inductor și în care în anumite cazuri, se induc t.e.m. și deci se stabilesc curenți de către cîmpul magnetic de reacție.

Piesa polară, uneori miezul polului și jugul sînt din oțel masiv, în acest caz sistemul de amortizare se numește amortizor masiv.

În piesele polare realizate din tole se practică crestături în care sînt montate bare, iar la capete sînt reunite cu inele de conexiune — acesta este amortizorul tip colivie care se poate realiza sub trei forme constructive:

— înfășurarea de amortizare longitudinal — transversală care are inele de conexiune complete (fig. 4.34, *a*);

— înfășurarea de amortizare longitudinală cu segmente de inel de conexiune, care reunesc barele și formează spire în axa longitudinală (fig. 4.34, *b*).

— înfășurarea de amortizare transversală, cu inele de conexiune, care reunesc barele și formează spire în axa transversală (fig. 4.34, *c*).

Infășurarea de amortizare, în cazul general, se poate echivala cu două înfășurări ortogonale cu axele magnetice concidente cu axa d respectiv cu axa q. În teoria mașinii sincrone se operează cu aceste înfășurări echivalente.

Modul de funcționare a sistemului de amortizare va fi prezentat în cazul în care mașina sincronă este cuplată la o rețea de putere infinită (U = const; f = const).

Cîmpul magnetic învîrtitor de reacție a indusului are viteza unghiulară $\frac{\omega}{p}$ față de stator. Cînd rotorul se învîrtește cu exact aceeași viteză unghiulară, cum este cazul în regim normal de funcționare, atunci cîmpul magnetic, învîrtitor de reacție este fix față de inductor care este rotorul, adică viteza unghiulară relativă $\Omega_r = \Omega_1 - \Omega_2$ dintre rotor și cîmpul magnetic învîrtitor de reacție este zero și nu se induc t.e.m. în înfășurările de amortizare.

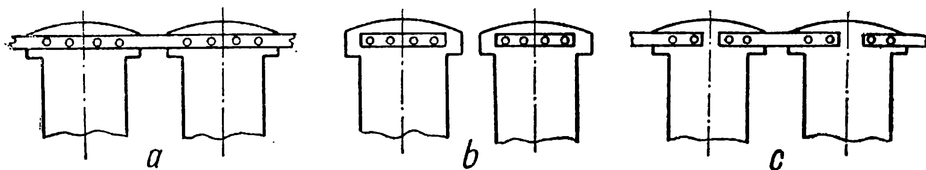


Fig. 4.34. Înfășurări de amortizare:
a — longitudinal-transversală; *b* — longitudinală; *c* — transversală.

Dacă viteza relativă Ω_r este diferită de zero și $\Omega_r < 0$, adică viteza rotorului $\Omega_2 < \Omega_1 = \frac{\omega}{p}$, atunci se induc t.e.m. în sistemul de amortizare constituit de colivie sau poli masivi. Aceste t.e.m. stabilesc curenți în înfășurările de amortizare. Ca urmare se produce în mod similar ca și la mașina asincronă, un cuplu motor, care tinde să mărească viteza rotorului; statorul și rotorul cu sistemul de amortizare realizează o mașină asincronă, care funcționează în regim de motor.

Cînd viteza $\Omega_r > 0$, adică viteza rotorului $\Omega_2 > \Omega_1$, se produce în mod asemănător un cuplu, care tinde să micșoreze viteza Ω_2 a rotorului; statorul și rotorul cu sistemul de amortizare realizează o mașină asincronă, care funcționează în regim de generator asincron. Cuplul produs în ambele cazuri se numește cuplu de amortizare și tinde să micșoreze viteza relativă $\Omega_r = s\Omega_1$, respectiv alunecarea s. Cuplul variază în funcție de alunecare ca și la mașina asincronă. Pentru alunecări mici ($s < s_m$) neglijînd efectul de refulare, cu o bună aproximație se admite că valoarea cuplului de amortizare M_a este proporțională cu alunecarea s, respectiv cu viteza Ω_r: $M_a = K_a\Omega_1 s$, unde K_a este cuplul pentru viteza unghiulară $\Omega_r = 1$ și se numește *coeficient de amortizare*. Considerînd semnificația unghiului intern rezultă: $\Omega_r = \frac{1}{p} \cdot \frac{d\delta}{dt}$; în funcționarea normală $\delta = \text{const.}$ și $\Omega_r = 0$. Datorită acțiunii descrise a cuplului de amortizare, amplitudinea și durata oscilațiilor care apar datorită diverselor cauze, pot fi reduse într-o măsură importantă.

Coeficientul de amortizare K_a poate fi determinat experimental în unele cazuri. În acest scop se decuplează mașina sincronă de motorul primar și este pusă să funcționeze ca un motor asincron, cu valoarea I a curentului de fază. Se măsoară cuplul $M_c = M_a$ și alunecarea s, rezultă $K_a = \frac{p}{s\,\omega} M_c$.

În cazul în care există oscilații ale rotorului în jurul vitezei sincrone se poate deduce o expresie aproximativă a cuplului produs de sistemul de amortizare. Se va considera un sistem de amortizare (fig. 4.35) constituit de o colivie așezată pe polii rotorici și se va examina o spiră formată din două bare ale coliviei notate i și i', dispuse la distanță de un pas diametral. Se va nota cu B_i valoarea inducției magnetice produse de reacția indusului

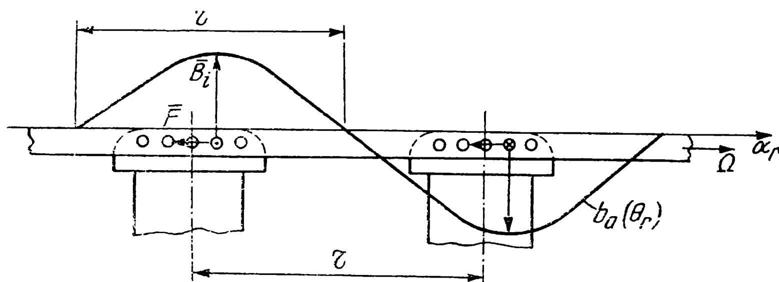


Fig. 4.35. Referitoare la producerea cuplului de către sistemul de amortizare cînd există oscilații.

în dreptul conductorului i; s-a considerat doar fundamentala cîmpului de reacție. Rezultă că t.e.m. u_{ei} indusă în această spiră este:

$$u_{ei} = 2\, v\, l_a B_i = 2\, \Omega_r\, R\, l_a\, B_i = 2 \frac{\tau}{\pi}\, l_a\, B_i \frac{d\delta}{dt} \tag{4.52}$$

unde R este raza rotorului, iar l_a este lungimea barei aflată în cîmpul magnetic.

Considerînd că oscilațiile sînt de amplitudine relativ mică și că au o variație sinusoidală în timp cu pulsația ω' se poate scrie:

$$\delta = \delta_0 + \Delta\delta = \delta_0 + \varepsilon \cos \omega' t. \tag{4.53}$$

Înlocuind în (4.52) rezultă expresia t.e.m. u_{ei} și a curentului i_i:

$$u_{ei} = -\frac{2}{\pi}\tau\, l_a\, B_i\, \varepsilon\, \omega' \sin \omega' t; \quad i_i = \frac{\sqrt{2}\, U_{ei}}{Z_i} \sin(\omega' t - \varphi_a);$$

$$Z_i = \sqrt{R_i^2 + (\omega' L_i)^2} \tag{4.53'}$$

unde Z_i este impedanța totală a spirei, iar $\operatorname{tg} \varphi_a = \omega' L_i / R_i$.

Forța produsă datorită interacțiunii dintre cîmpul magnetic de reacție și conductoarele parcurse de curent este: $\overline{F} = \int_C i_i\, (d\overline{r} \times \overline{B})$ unde C este conturul spirei; deoarece B_i este constant în lungul conductorului și $\overline{B} \perp d\overline{r}$ rezultă $F_i = 2\, i_i\, l_a\, B_i$ sensul pozitiv al forței este opus sensului vitezei, iar cuplul $M_i = R F_i$. Dacă mașina are p perechi de poli, atunci va avea p spire omoloage și deci cuplul M_p corespunzător acestor spire va fi $M_{pi} = p M_i$. Considerînd că pe pol se afla N_a bare de aceeași impedanță $Z_i = Z_0$ se poate calcula cuplul rezultant

$$M_a = \sum p\, M_i = 2\, p\, R\, l_a \sum_{i=1}^{N_a} i_i\, B_i = -\frac{4\, p^2 (\tau\, l_a)^2}{\pi^2 Z_i} \left(\sum_{i=1}^{N_a} B_i^2\right) \cdot \varepsilon\, \omega' \sin(\omega' t - \varphi_a) \tag{4.54}$$

unde s-a neglijat variația inducției B_i în intervalul $(\delta_0 - \varepsilon;\ \delta_0 + \varepsilon)$. Dar $\varepsilon\, \omega' \sin(\omega' t - \varphi_a) = \varepsilon\, \omega' \sin \omega' t \cos \varphi_a - \varepsilon\, \omega' \cos \omega' t \,.\, \sin \varphi_a = \frac{R_0}{Z_0}\left[\frac{d(\Delta\delta)}{dt} + (\omega' \operatorname{tg} \varphi_a)\, \Delta\delta\right]$ și deci cuplul sistemului de amortizare se poate pune sub forma:

$$M_a = K_a \frac{d(\Delta\delta)}{dt} + K_s\, \Delta\delta; \quad \frac{d(\Delta\delta)}{dt} = \frac{d\delta}{dt} = p\, \Omega_r. \tag{4.55}$$

Prin urmare cuplul produs de sistemul de amortizare cuprinde două componente: o componentă de amortizare proporțională cu viteza unghiulară relativă Ω_r și o componentă sincronizantă proporțională cu variația unghiului δ, notată $\Delta\delta$. Aceste două componente sînt cupluri rezistente dacă unghiul δ este pozitiv și crescător. Relația (4.54) permite o analiză calitativă a sistemului de amortizare.

În cazul în care axa polului rotoric trece prin punctul în care cîmpul magnetic de reacție este maxim, cuplul dezvoltat de sistemul de amortizare este maxim. De aceea în cazul sarcinii pur inductive cînd reacția indu-

sului este longitudinală, deci inducția cîmpului de reacție este maximă în axa longitudinală, au efect de amortizare spirele cu laturile în axa longitudinală, adică spirele cu laturile la mijlocul polilor. Acestea sînt spire transversale (a căror axă coincide cu axa transversală).

În cazul sarcinii pur active, cînd reacția indusului este transversală au efect de amortizare spirele cu laturile cît mai apropiate de axa transversală, deci spirele cu laturile la marginea polilor. Acestea sînt spire longitudinale (a căror axă coincide cu axa longitudinală).

Rezultă că în cazul sarcinii pur active, are un efect de amortizare și înfășurarea de excitație, deoarece formează spire longitudinale; în cazul sarcinii pur inductive, înfășurarea de excitație nu are nici un efect, deoarece nu formează spire transversale. Din acest motiv, pentru a obține o bună eficiență a înfășurării de amortizare este necesar ca aceasta, deci colivia dispusă în poli, să fie prevăzută la capete cu inele de conexiune complete, ca o colivie de mașină asincronă, ca să formeze spire în ambele axe.

Coliviile parțiale, la care barele de pe un pol sînt reunite între ele la capete, prin segmente de inel, dar barele de pe polii vecini nu sînt reunite între ele, se numesc colivii incomplete și nu sînt suficiente în cazul sarcinilor pur inductive, deoarece nu formează spire transversale.

Curenții care se închid prin tole între barele neizolate din crestături nu au un efect important asupra parametrilor.

4.14. FUNCȚIONAREA GENERATORULUI SINCRON LA PUTERE ACTIVĂ CONSTANTĂ ȘI EXCITAȚIE VARIABILĂ. CURBELE ÎN V

Se consideră că mașina sincronă funcționează ca generator, în paralel cu o rețea de putere foarte mare, cu tensiunea constantă și care dezvoltă o putere activă constantă. Modificarea regimului de funcționare al mașinii sincrone la variația excitației se urmărește ușor pe diagrama de fazori ca în figura 4.36.

Diagrama de fazori din figura 4.36 reprezintă cazul generatorului sincron cu poli înecați în ipoteza $R = 0$, pentru că este cel mai simplu de analizat. Rezultatele rămîn valabile și pentru generatorul sincron cu poli aparenți.

Se constată că pentru o putere la borne dată $P = 3\,U\,I\cos\varphi = \text{const.}$ și o tensiune U dată, componenta activă $I\cos\varphi$ a curentului este constantă. Aceasta înseamnă că vîrful fazorului curentului I se va situa pe o dreaptă (D_1) perpendiculară pe fazorul componentei active a curentului. Rezultă că și vîrful fazorului t.e.m. $\underline{E}_0 = \underline{U} + jX_s\underline{I}$ va descrie o dreaptă (D_2) paralelă cu fazorul tensiunii la borne U, la distanța $OB = X_s I\cos\varphi$, măsurată

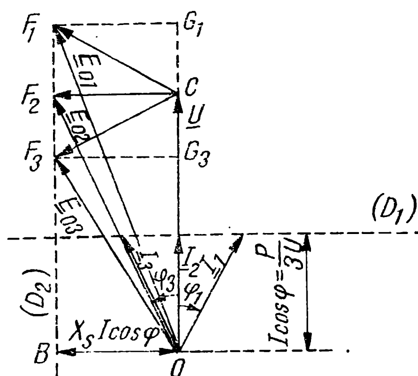


Fig. 4.36. Diagrama fazorială pentru determinarea curbelor în V.

la scara tensiunilor m_U. La o scară a puterilor $m_p = \frac{3U}{X_s} m_U$, segmentul OB va măsura chiar puterea activă dată de generator, a cărui valoare se menține constantă la variația excitației. La aceeași scară a puterilor, segmentul CF_1 va fi proporțional cu puterea aparentă a mașinii $S = 3\,UI$, iar proiecția CG_1 a acestuia pe direcția fazorului tensiunii va măsura puterea reactivă Q. Aceste rezultate se obțin ușor pe diagrama de fazori dacă se observă că unghiul $CF_1G_1 = \varphi_1$. În figura 4.36 s-au construit trei diagrame corespunzătoare la trei valori ale curentului de excitație. Din cele de mai sus rezultă că prin modificarea excitației unei mașini sincrone se modifică puterea reactivă schimbată de mașină cu rețeaua. Pentru o anumită valoare a curentului de excitație mașina poate funcționa la $\cos\varphi = 1$ ($E_{02} = OF_2 m_U$) și în această situație curentul I ia o valoare minimă I_2 egală cu componenta activă a curentului I. Valoarea curentului de excitație I_{em} pentru care $\cos\varphi = 1$ conduce la o valoare minimă a curentului din indus. Funcționarea generatorului la curentul I_{em} este avantajoasă, pentru că mașina funcționează cu cele mai mici pierderi, iar între rețea și generator nu există circulație de putere reactivă. La creșterea curentului de excitație I_e, deci a t.e.m. E_0, mașina va debita putere reactivă, curentul I va crește și va fi defazat în urma tensiunii la borne. În această situație se spune că mașina este supraexcitată și $E_0 > E_{02}$ (corespunde diagrama OCF_1 din figura 4.36).

La subexcitarea mașinii, adică la scăderea curentului de excitație I_e, mașina va consuma putere reactivă ($Q < 0$ și $E_0 < E_{02}$) și curentul I va crește fiind defazat înaintea tensiunii la borne. La scăderea excitației, astfel încît punctul F să coincidă cu B se atinge limita de stabilitate statică. Scăderea în continuare a excitației duce la desprinderea mașinii (ieșire din sincronism), cuplul exterior devenind mai mare decît cuplul electromagnetic maxim pe care-l poate dezvolta mașina. Pe aceeași diagramă se poate urmări și variația factorului de putere $\cos\varphi$, la variația curentului de excitație. La curentul I_{em} de excitație $\cos\varphi = 1$, la creșterea sau scăderea curentului de excitație în raport cu această valoare, factorul de putere scade.

Se definesc prin urmare caracteristicile:

$$\left.\begin{array}{l} I = f(I_e) \\ \cos\varphi = f(I_e), \end{array}\right\} \text{pentru } U = \text{const.};\ P = \text{const.};\ n = \text{const.}$$

În figura 4.37 s-au reprezentat aceste caracteristici. Prima caracteristică are forma unui V, cea de-a doua se aseamănă cu un V răsturnat. De aceea aceste caracteristici se numesc și curbele în V ale generatorului sincron. Se constată că odată cu creșterea puterii P minimul curentului I se deplasează spre dreapta, deoarece cu cît puterea activă este mai mare cu atît și t.e.m. E_0 și deci și curentul I_e, care corespund funcționării la $\cos\varphi = 1$, sînt mai mari. Linia punctată reprezintă curba după care are loc desprinderea mașinii la minim de curent de excitație.

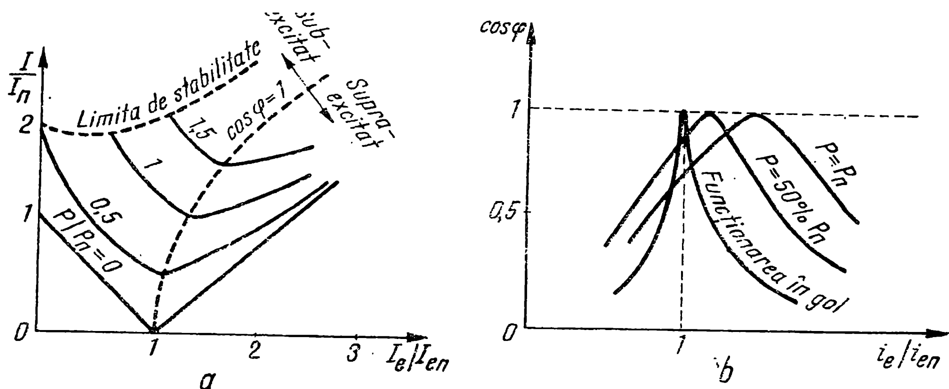


Fig. 4.37. Curbele în V ale generatorului sincron pentru diferite valori ale puterii electromagnetice:

a — curbele $I = f(I_e)$, *b* — curbele $\cos\varphi = f(I_e)$;

4.15. REPARTIȚIA PUTERII ACTIVE ȘI REACTIVE ÎNTRE GENERATOARELE SINCRONE CONECTATE ÎN PARALEL

Motorul primar trebuie să aibă o turație pe cît posibil constantă și egală cu viteza de sincronism (se admit abateri în limite restrînse). Dacă nu modificăm admisia de fluid motor, atunci puterea cedată de motorul primar rămîne constantă. Dacă generatorul sincron este conectat la o rețea de putere infinită ($U =$ const., $f =$ const.,)atunci puterea debitată rețelei, cu excepția pierderilor, este egală cu puterea electromagnetică P.

Din expresia puterii electromagnetice rezultă că variația curentului de excitație, deci variația t.e.m. poate duce la variația lui P sau a lui δ. Puterea P trebuie să rămînă constantă, deoarece se consideră că nu s-a variat admisia agentului motor, rezultă că variază unghiul intern δ. Din ecuația de tensiuni se constată că trebuie să varieze curentul I din indus, însă neglijînd pierderile în indus $P \simeq P_2 = mUI \cos\varphi = mUI_a =$ const., deci variază numai componenta reactivă a curentului I(I_a — componenta activă). Prin variația curentului de excitație se modifică numai puterea reactivă Q cedată de generator. Puterea activă cedată de generator se modifică prin modificarea puterii date de motorul primar.

Încărcarea mașinii cu putere activă se poate realiza prin defazarea t.e.m. $\underline{E}_0$ în raport cu tensiunea U a rețelei. Schimbarea fazei t.e.m. $\underline{E}_0$ se poate realiza prin decalarea inductorului mașinii în raport cu cîmpul magnetic învîrtitor rezultant din întrefierul mașinii. Prin creșterea admisiei la mașina de antrenare axa inductorului se decalează înaintea axei cîmpului magnetic învîrtitor rezultant (unghiul $\delta' > 0$, respectiv $\delta > 0$); curentul care apare în indus este defazat în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ față de fazorul $j\,X_s\,\underline{I}$ și este aproape în fază cu tensiunea $\underline{U}$ la bornele mașinii. Mașina debitează în rețea putere activă ($P > 0$) și funcționează în regim de generator.

Prin aplicarea unui cuplu rezistent la arborele rotorului, axa inductorului se decalează în urma axei cîmpului magnetic învîrtitor rezultant ($\delta' < 0$), curentul care apare în indus este defazat în urmă cu $\frac{\pi}{2}$ față de

fazorul $j X_s \underline{I}$ și este aproape în opoziție de fază cu tensiunea $\underline{U}$ la bornele mașinii. Mașina primește de la rețea putere activă ($P < 0$) și funcționează în regim de motor.

Încărcarea mașinii cu o sarcină oarecare se realizează prin reglajul curentului de excitație și a cuplului aplicat la axul rotorului. Fazorul t.e.m. $\underline{E}_0$ este defazat și are amplitudinea diferită în raport cu tensiunea $\underline{U}$. Reglajul componentelor puterii fiind efectuat independent se poate obține oricare raport al acestora, iar mașina poate fi adusă în oricare regim de funcționare ca motor, generator sau compensator sincron și poate debita sau primi putere reactivă. Dacă se iau în considerare pierderile în indus, atunci puterea P_2 cedată pe la bornele generatorului sincron nu mai este egală cu puterea P. Diferențele față de cazul precedent sînt mici și concluziile obținute rămîn aceleași. Dacă se consideră mai multe generatoare sincrone conectate în paralel pe o impedanță și se impune condiția ca valoarea eficace a tensiunii la bornele sarcinii să rămînă neschimbată, atunci se obține același rezultat în ceea ce privește repartiția puterii active și reactive pe generatoarele sincrone.

Repartiția puterii active între generatorul cu tensiune la borne constantă se face prin modificarea admisiei agentului motor, iar repartiția puterii reactive între generatoare cu tensiunea la borne și puterea activă constantă se face prin modificarea curentului de excitație.

4.16. MOTORUL SINCRON

Generatorul sincron transformă energie mecanică primită pe la arbore de la motorul primar, în energie electromagnetică cedată pe la borne. Atunci elementul „conducător" este rotorul și elementul „condus" cîmpul magnetic rezultant din întrefier, care se rotește odată cu rotorul. Axa cîmpului magnetic inductor adică axa polilor rotorici este decalată înainte cu unghiul electric δ' față de axa cîmpului magnetic rezultant din întrefier (fig. 4.38, *a*). Așa cum rezultă din diagrama fazorială, δ' diferă puțin de δ. Liniile cîmpului magnetic din întrefierul generatorului sincron, la funcționarea în sarcină, sînt înclinate.

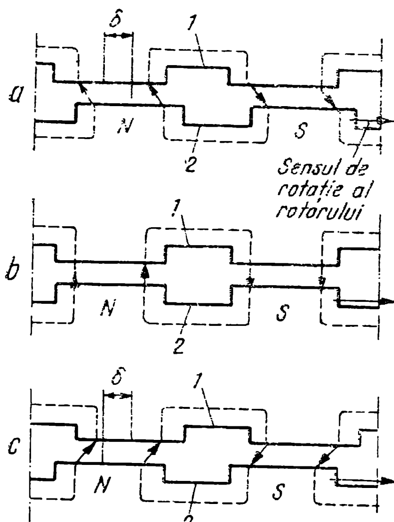


Fig. 4.38. Liniile cîmpului magnetic în întrefier și regimurile de funcționare ale mașinii sincrone:

1 — curba cîmpului magnetic rezultant; 2 — conturul inductorului — rotorul; *a* — funcționarea ca generator, *b* — funcționarea în gol a generatorului, *c* — funcționarea ca motor.

Dacă se reduce puterea mecanică cedată generatorului, pe la arbore, de motorul primar, unghiul δ' scade și ca urmare scade și puterea cedată rețelei de către generatorul sincron. Pentru $\delta' = 0 (\delta = 0)$ generatorul funcționează în gol și motorul primar va ceda generatorului putere numai pentru acoperirea pierderilor de funcționare în gol (fig. 4.38, *b*). Dacă se decuplează motorul primar de la arborele generatorului, rotorul începe să rămînă în urma cîmpului magnetic învîrtitor rezultant din întrefier,

unghiul δ' devine negativ; rotorul va continua să se învîrtească cu turația cîmpului magnetic învîrtitor, iar puterea necesară pentru acoperirea pierderilor de funcționare în gol este absorbită de la rețea și mașina funcționează ca motor sincron în gol. Elementul „conductor" este cîmpul magnetic rezultant din întrefier, iar elementul condus este rotorul. Dacă se aplică la arborele mașinii un cuplu rezistent, unghiul δ' rămîne negativ și va crește în modul odată cu creșterea puterii absorbite de la rețea, necesară pentru acoperirea puterii mecanice la arbore; mașina sincronă funcționează ca motor sincron (fig. 4.38, *c*).

Motorul sincron transformă puterea electromagnetică primită pe la borne în putere mecanică cedată pe la arbore. Turația rotorului mașinii sincrone este strict legată de frecvența rețelei și are valoarea de sincronism $n_1 = 60\ f/p$.

Utilizarea ca motor a mașinii sincrone a fost împiedicată mult timp de dificultățile legate de pornirea ei, cuplul mediu este diferit de zero numai pentru o singură viteză — cea de sincronism. Cu toate dificultățile de pornire, motorul sincron prezintă numeroase avantaje de exploatare în comparație cu motorul asincron. Astfel funcționînd supraexcitat, motorul sincron poate contribui la îmbunătățirea factorului de putere; la puteri mari și turații mici motorul sincron prezintă o siguranță în funcționare mai mare decît motorul asincron, datorită întrefierului mai mare; cuplul maxim al motorului sincron variază linear cu tensiunea la borne, ceea ce face ca variațiile tensiunii la borne să-i influențeze mai puțin caracteristicile funcționale și capacitatea de suprasarcină, decît pe cele ale motorului asincron. La scăderea temporară (de scurtă durată) a tensiunii la borne, scheme speciale de forțare a excitației pot asigura menținerea în funcționare a motorului sincron; randamentul motorului sincron poate fi ridicat, datorită factorului de putere mai mare.

Ca dezavantaje ale motorului sincron trebuie menționate consumul mai mare de cupru în înfășurările inductoare, prezența dispozitivelor auxiliare pentru pornire, posibilitatea amorsării unor pendulații în cazul cuplurilor rezistente variabile periodic și influența negativă a pendulațiilor asupra rețelei de alimentare. Turația lui constantă, legată strict de frecvența de alimentare, face ca motorul sincron să fie exclus din multe sisteme de acționare. Pentru modificarea turației la frecvență constantă a tensiunii de alimentare trebuie să se folosească motorul cu poli comutabili, ceea ce complică construcția și înrăutățește indicii de exploatare, sau trebuie prevăzută o instalație de alimentare cu frecvență variabilă.

Odată cu depășirea dificultăților de pornire a motorului sincron, în prezent dispunîndu-se de metode de pornire simple și eficace, acest motor a început să fie folosit tot mai mult pînă la cele mai mari puteri, fiind preferat altor tipuri de motoare în acționările de putere cu turația constantă, care nu necesită un cuplu de pornire prea mare, cum ar fi convertizoarele rapide, turbocompresoarele, compresoarele lente cu piston, pompele, elicele vapoarelor și altele. Se cunosc și cazuri de folosire a motoarelor sincrone la acționarea laminoarelor continue.

4.16.1. ECUAȚIA TENSIUNILOR. DIAGRAMA DE FAZORI

Așa cum s-a arătat la studiul funcționării mașinii sincrone ca generator, prin rămînerea axei longitudinale a rotorului în urma axei cîmpului învîrtitor rezultant, unghiul intern δ devine negativ, mașina sincronă trece în

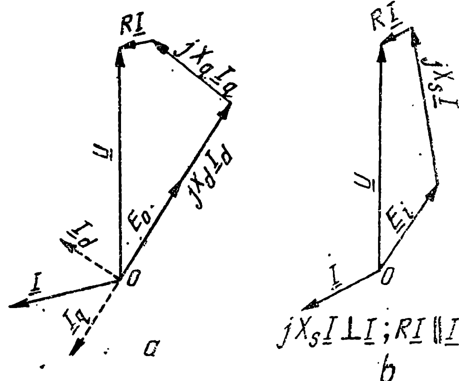


Fig. 4.39. Diagrama de fazori a motorului sincron subexcitat:
a — cu poli aparenţi; b — cu poli înecaţi.

regim de motor, dezvoltînd un cuplu electromagnetic care se exercită asupra rotorului în sensul de rotire al cîmpului învîrtitor. Astfel studiul funcţionării ca motor se poate face pe baza relaţiilor stabilite în regim de generator cu deosebirea că în regimul de motor unghiul intern şi curentul indusului I au semne negative în raport cu aceleaşi mărimi din regimul generator. Este de menţionat că datorită asocierii sensurilor de referinţă corespunzător convenţiei de la generatoare, puterea activă şi cuplul electromagnetic dezvoltate în regim de motor apar cu semn schimbat.

Uneori la studiul funcţionării maşinii sincrone în regim de motor se adoptă sensurile de referinţă asociate după convenţia de la receptoare, pentru a obţine valori pozitive pentru puterea activă şi pentru cuplul electromagnetic. În acest caz ecuaţiile motorului sincron se obţin din cele ale generatorului sincron prin inversarea sensului curentului.

Astfel, în cazul general, al motorului sincron cu poli aparenţi, ecuaţia tensiunilor devine:

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + R\underline{I} + jX_q\underline{I}_q + jX_d\underline{I}_d \tag{4.56}$$

sau

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + (R + jX_d)\underline{I}_d + (R + jX_q)\underline{I}_q. \tag{4.57}$$

În figura 4.39 s-au reprezentat diagramele de fazori ale motorului funcţionînd subexcitat, atît pentru motorul cu poli aparenţi cît şi pentru motorul cu poli înecaţi. La motorul cu poli înecaţi $X_d = X_q = X_s$ şi ecuaţia (4.56) devine:

$$\underline{U} = \underline{E}_0 + R\underline{I} + X_s\underline{I}. \tag{4.58}$$

Diagramele din figura 4.39 s-au construit pe baza ecuaţiilor (4.56) şi (4.58).

Motorul sincron funcţionează de regulă în regim supraexcitat pentru a compensa o parte din puterea reactivă consumată de alte receptoare industriale (motoare asincrone, cuptoare electrice).

Este de menţionat că faţă de funcţionarea cu factor de putere unitar, în acest regim capacitatea de suprasarcină a motorului creşte, datorită creşterii maximului cuplului electromagnetic (proporţional cu E_0 deci cu excitaţia), dar scade randamentul lui şi puterea lui de gabarit, datorită necesităţii creşterii excitaţiei şi scăderii puterii active la aceeaşi dimensionare a secţiunilor de cupru din care sînt realizate înfăşurările.

4.16.2. FUNCȚIONAREA LA CUPLU CONSTANT ȘI CURENT DE EXCITAȚIE VARIABIL. CARACTERISTICILE ÎN V

Expresia cuplului electromagnetic în regim de motor se obține din expresia cuplului electromagnetic în regim de generator pe baza precizărilor făcute în paragraful 4.16.1 și se obține:

$$M = \frac{3}{\Omega_1}\left[\frac{E_0 U}{X_d} \sin \delta + \frac{1}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) U^2 \sin 2\delta\right]. \qquad (4.59)$$

În cazul motorului cu poli înecați $X_d = X_q = X_s$ și deci

$$M = \frac{3}{\Omega_1} \cdot \frac{E_0 U}{X_s} \cdot \sin \delta. \qquad (4.60)$$

Cuplul fiind pozitiv, antrenează rotorul în sensul cîmpului magnetic învîrtitor statoric, deci în sensul succesiunii fazelor statorului. Variația cuplului în funcție de unghiul δ dintre cîmpul învîrtitor rezultant și cîmpul învîrtitor inductor (de excitație), pentru U = const, și E_0 = const. a fost prezentată în cadrul teoriei generatorului sincron.

În continuare se va studia funcționarea motorului sincron la cuplu constant și curent de excitație variabil, se va avea în vedere mașina cu poli înecați care este mai simplă. Din condiția M = const. rezultă la U = const:

$$E_0 \sin \delta / X_s = \text{const.}$$

Dar cum $E_0 \sin \delta = X_s I \cos \varphi$, rezultă $E_0 \sin \delta / X_s = I \cos \varphi$.

Pentru explicarea construcției curbelor în V s-a reprezentat în figura 4.40, *a* diagrama de fazori pentru motorul subexcitat.

Dacă curentul de excitație variază atunci variază t.e.m. E_0; condiția $X_s I \cos \varphi$ = const. se traduce pe figura 4.40, *a* prin faptul că locul geometric al fazorului t.e.m. E_0 este o dreaptă Δ paralelă cu fazorul tensiunii la borne U. Dacă se crește curentul de excitație atunci segmentul AB se micșorează, deci $\cos \varphi$ crește. Există o valoare a curentului de excitație I_{em} pentru care t.e.m. E_0 devine egală cu segmentul OD. În acest caz $\cos \varphi = 1$, iar

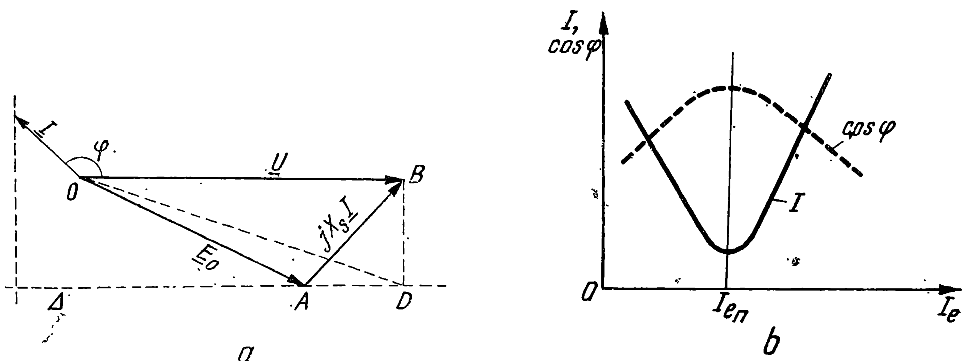


Fig. 4.40. Diagrama de fazori la I_e variabil și M = const. *(a)*; caracteristicile în V ale motorului sincron *(b)*.

curentul I înregistrează valoarea minimă. Dacă se continuă creşterea curentului de excitaţie I_e, atunci unghiul φ schimbă de semn şi $\cos\varphi < 1$, iar curentul I începe din nou să crească. În figura 4.40, *b* s-au reprezentat caracteristicile în V ale motorului sincron definite prin relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} I &= f(I_e) \\ \cos\varphi &= f(I_e) \end{aligned}\right| \quad \text{pentru } M = \text{const}; \ U = \text{const}; \ n = \text{const}.$$

Curbele în V arată că pentru curentul de excitaţie $I_e < I_{em}$ motorul sincron se comportă faţă de reţea ca un receptor inductiv-rezistiv; pentru $I_e = I_{em}$, ca un receptor pur rezistiv; iar pentru $I_e > I_{em}$ ca un receptor rezistiv-capacitiv. În consecinţă, motorul poate lucra cu factor de putere unitar în orice sarcină, spre deosebire de motorul asincron.

4.16.3. CARACTERISTICILE MOTORULUI SINCRON

O parte din caracteristicile motorului sincron au fost studiate odată cu cele ale generatorului sincron, cum ar fi caracteristica cuplului şi caracteristica unghiulară. De asemenea studiul stabilităţii statice şi dinamice a maşinii sincrone a fost general, cu valabilitate atît pentru regimul de generator cît şi pentru regimul de motor.

În mod normal însă motorul sincron funcţionează cu excitaţie constantă, alimentat fiind de la o reţea cu tensiune şi cu frecvenţă constantă, iar puterea la arbore P_2 poate varia în limite largi. Caracteristicile de funcţionare corespunzătoare au fost reprezentate în figura 4.41. Nu s-a reprezentat turaţia n care se menţine constantă, independent de sarcină. S-a reprezentat variaţia factorului de putere cu sarcina, în cazul în care la sarcini mici motorul funcţionează supraexcitat ($\varphi < 0$, motorul generează putere reactivă), la sarcini medii are factorul de putere egal cu unitatea, iar la sarcini mari este subexcitat ($\varphi > 0$, motorul ia de la reţea putere reactivă).

Pentru un alt reglaj de excitaţie, caracteristica factorului de putere se poate menţine tot timpul în domeniul supraexcitat.

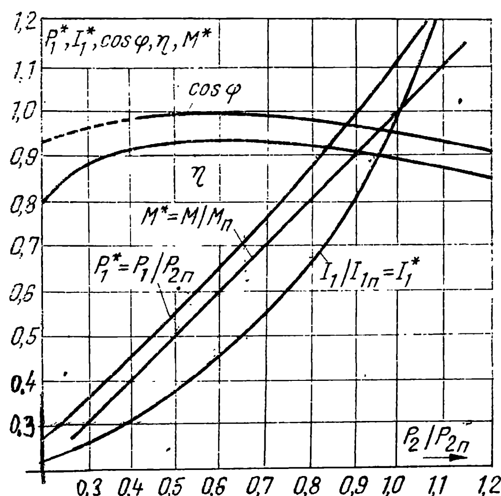


Fig. 4.41. Caracteristicile de funcţionare ale motorului sincron.

Conform STAS 6991-64, care reglementează mărimile nominale ale motoarelor sincrone trifazate de uz general de 100 ÷ 1 000 kW, factorul de putere nominal al acestor motoare este de 0,9 capacitiv.

Cuplul util la arbore M_2 variază proporţional cu puterea utilă. Puterea absorbită P_1 de la reţea este mai mare decît puterea utilă P_2 cu suma pierderilor Σp. Randamentul $\eta = 1 - \dfrac{\Sigma p}{P_2 + \Sigma p}$ are o alură de variaţie similară cu cea întîlnită şi la alte maşini electrice sau la transformator.

4.17. COMPENSATORUL SINCRON

Regimul de compensator sincron este un regim particular de funcționare al motorului sincron fără sarcină mecanică, fiind receptor sau generator de putere reactivă, după cum este subexcitat sau supraexcitat. Compensatorul sincron se folosește în rețelele electrice pentru reglarea tensiunii, prin injectare sau consumare de putere reactivă.

Dacă I_C este curentul reactiv maxim capacitiv al compensatorului la tensiune nominală, funcționînd cu curentul de excitație maxim și I_L este curentul inductiv al compensatorului complet dezexcitat, în ipoteza neglijării pierderilor rezultă:

$$I_C = (E_{0max} - U_n)/X_d \text{ și } I_L = U_n/X_d \tag{4.61}$$

E_{0max} fiind t.e.m. maximă a compensatorului în regim supraexcitat. Obișnuit, compensatorul sincron se dimensionează astfel încît:

$$I_C/I_L = E_{0max}/U_n - 1 = 1{,}5...2 \tag{4.62}$$

ceea ce determină o înfășurare de excitație mai voluminoasă (și deci mai scumpă) decît la motoarele sau generatoarele sincrone obișnuite. Dimensiunile compensatorului sincron sînt determinate de puterea reactivă maximă în regim supraexcitat și care constituie puterea lui nominală. Curentul de excitație corespunzător este curentul de excitație nominal. Pentru reducerea curentului excitație nominal compensatoarele sincrone se realizează cu întrefierul mai mic decît motoarele sincrone de aceeași putere, astfel încît reactanța longitudinală X_d atinge valori relative de 2,...2,2. Compensatoarele sincrone se realizează de regulă ca mașini tetrapolare sau hexapolare cu poli aparenți, cu puteri cuprinse între 1 MVAr și 75 MVAr, la tensiuni nominale pînă la 24 kV. Ele au de regulă o construcție capsulară, care permite instalarea lor în aer liber. Răcirea compensatoarelor sincrone se realizează cu aer la puteri mai mici și cu hidrogen la puteri mai mari. Pentru pornirea compensatoarelor sincrone se folosesc aceleași metode ca pentru motoarele sincrone. Compensatoarele sincrone se pornesc în condiții mai ușoare decît motoarele sincrone, datorită lipsei sarcinii mecanice. Pornirea în asincron se efectuează de regulă cu autotransformator, obținînd curenți de pornire de 0,3... 1 I_n, iar cu măsuri speciale (prin injectare de ulei sub presiune în lagăre, pentru reducerea cuplului inițial) curentul de pornire se poate reduce pînă la 0,2 I_n.

Durata pornirii compensatorului sincron atinge în mod normal 40...90 secunde.

4.18. DIAGRAMA CURENTULUI MAȘINII SINCRONE

Se va considera I_0 = const. (E_0 = const.), f = const. și faza tensiunii la borne constantă, parametrul variabil fiind unghiul δ al mașinii.

La mașina cu poli înecați, în ipoteza neglijării rezistenței indusului curentul din indus I se poate pune sub forma:

$$\underline{I} = (\underline{E}_0 - \underline{U})/jX_s = -j\underline{E}_0/X_s + j\underline{U}/X_s. \tag{4.63}$$

Curentului exprimat de relația (4.63) îi corespunde diagrama de fazori din figura 4.42. Cînd δ variază, vîrful F descrie un cerc (fig. 4.42). Pe figură sînt indicate limite de stabilitate și zonele de funcționare ca motor

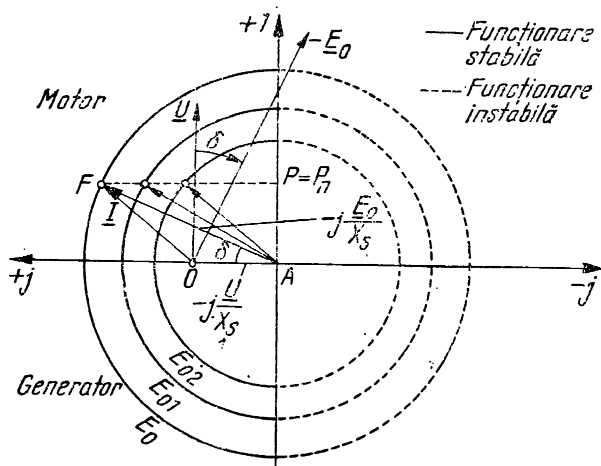


Fig. 4.42. Diagrama loc — geometric a curentului mașinii sincrone cu poli înecați ($R \simeq 0$).

și ca generator. Pentru altă valoare a curentului de excitație (altă t.e.m. E_0) se obține ca diagramă loc-geometric a curentului un cerc concentric.

Pentru mașina cu poli aparenți expresia curentului se calculează pornind de la componentele I_d și I_q.

Componentele I_d și I_q au expresiile date de relațiile (4.37) prin urmare expresia curentului I se poate scrie sub forma:

$$\underline{I} = \underline{I}_d + \underline{I}_q = \frac{E_0 - U\cos\delta}{X_d} e^{-j\left(\frac{\pi}{2}-\delta\right)} + \frac{U\sin\delta}{X_q} e^{j\delta}$$

S-a luat ca origine de fază tensiunea la borne $\underline{U}$ ($\underline{U} = U$). Componenta $\underline{I}_d$ este decalată, în urma tensiunii cu unghiul $\frac{\pi}{2} - \delta$ (în sens matematic negativ), iar componenta $\underline{I}_q$ este decalată în raport cu tensiunea $\underline{U}$ cu unghiul δ în sens matematic pozitiv. Exprimînd funcțiile trigonometrice din relația de mai sus, prin formulele lui Euler, după gruparea termenilor în raport cu δ rezultă relația:

$$\underline{I} = j\frac{U}{2}\left(\frac{1}{X_d} + \frac{1}{X_q}\right) - j\frac{E_0}{X_d} e^{j\delta} - $$

$$- j\frac{U}{2}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right) e^{j2\delta}. \quad (4.67)$$

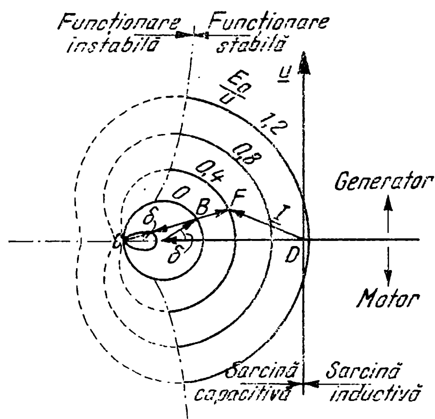


Fig. 4.43. Diagrama curentului mașinii sincrone cu poli aparenți (melcul lui Pascal).

Se construiește mai întîi locul geometric corespunzător mașinii sincrone neexcitate ($E_0 = 0$), care și în acest caz este un cerc (fig. 4.43); se reprezintă

fazorul constant $AD = j\frac{U}{2}\left(\frac{1}{X_d}+\frac{1}{X_q}\right)$ și apoi fazorul variabil $AB = -j\frac{U}{2}\left(\frac{1}{X_q}-\frac{1}{X_d}\right)e^{j2\delta}$, considerînd fazorul tensiunii $\underline{U}$ în axa verticală. Se construiește apoi fazorul $-j\frac{E_0}{X_d}e^{j\delta}$ observînd că direcția lui este dată de dreapta CB. Locul geometric obținut al fazorului $\underline{I}$ la variația unghiului intern δ este o curbă denumită „melcul lui Pascal". Puterea schimbată de mașină pe la bornele indusului cu rețeaua, respectiv componenta $I \cos \varphi$ a curentului este maximă la unghiul intern δ_m. Curba formată de mulțimea de puncte situate pe familia de curbe loc geometric corespunzătoare lui δ_m delimitează zona de funcționare stabilă a mașinii de zona de funcționare instabilă (linie întreruptă).

Aceste curbe nu se modifică prea mult dacă se consideră $R \neq 0$.

4.19. PORNIREA ȘI FRÎNAREA MOTORULUI SINCRON

Motoarele sincrone sînt preferate mai ales în aplicațiile unde intervin puteri foarte mari, de ordinul megawaților sau zecilor de megawați. Motorul sincron are o caracteristică mecanică absolut rigidă pînă la atingerea unei valori critice a cuplului rezistent, după care iese din sincronism și se oprește. Motorul sincron dezvoltă un cuplu mediu diferit de zero numai la funcționarea cu viteză sincronă, ($\omega = p\Omega_1 = \omega'$ conform cu relația *2.120*). Cînd este conectat la rețea cu motorul imobil și inductorul excitat în curent continuu asupra armăturilor motorului se exercită un cuplu electromagnetic alternativ, avînd o valoare medie nulă. Motorul sincron ar putea porni dacă ar avea un moment de inerție atît de redus, încît rotorul lui să poată fi accelerat pînă la viteza sincronă în decursul unei semiperioade a curentului alternativ sau frecvența sursei de alimentare ar fi suficient de scăzută pentru ca pornirea să aibă loc într-o semiperioadă. La tensiunea de alimentare a rețelei motorul sincron nu poate porni singur, de aceea este necesar să fie prevăzut cu mijloace care să permită să fie adus la turația de sincronism sau în apropierea acesteia. Pornirea motorului asincron poate fi făcută în mai multe moduri.

a) *Pornirea cu ajutorul unui motor auxiliar.* Motorul sincron este antrenat pînă la viteza sincronă de un motor auxiliar și este cuplat la rețea ca și generatorul sincron. Motorul auxiliar de putere relativ mică — reprezentînd 5...15% din puterea motorului — poate fi un motor de curent continuu sau un motor asincron cu inele de contact, avînd același număr de poli ca motorul sincron, sau are o pereche de poli mai puțin decît motorul sincron, în acest din urmă caz turația sincronă a motorului auxiliar este mai mare decît a motorului sincron, iar la deconectarea motorului auxiliar turația scade ajungîndu-se la valoarea vitezei de sincronism. Metoda sincronizării precise constă în aceea că motorul este cuplat la rețeaua de alimentare numai după ce este sincronizat, adică motorul se rotește cu viteza sincronă și tensiunile rețelei și ale mașinii sincrone au aceeași valoare eficace, frecvență și fază. Metoda autosincronizării constă în aceea că se aduce motorul sincron la o turație apropiată de turația sincronă (aproximativ 0,95 din turația sincronă), după care se cuplează motorul la tensiunea de alimentare; în același timp cu cuplarea motorului la rețea sau după un in-

terval de timp foarte scurt se cuplează şi excitaţia motorului. Pentru ca motorul sincron să intre în sincronism, este necesar ca turaţia corespunzătoare punctului de intersecţie dintre caracteristica mecanică a motorului de lansare şi caracteristica sarcinii să fie mai mare decît turaţia critică (turaţia minimă la care există certitudinea că motorul intră în sincronism). Acesta este criteriul de bază după care se alege motorul de lansare. Metoda pornirii cu motor auxiliar nu se poate aplica dacă motorul sincron trebuie să pornească în sarcină. Ea se foloseşte în special la grupurile convertizoare motor sincron — generator de curent continuu, pornirea făcîndu-se prin alimentarea pe partea de curent continuu. De asemenea se foloseşte la pornirea compensatoarelor de putere mare, antrenarea făcîndu-se cu ajutorul excitatoarei sau al unui motor auxiliar special.

b) *Pornirea prin alimentare cu frecvenţă variabilă.* Metoda se poate utiliza numai dacă se dispune de o sursă specială de tensiune şi frecvenţă variabilă de la zero pînă la frecvenţa nominală. Motorul este conectat la sursă cînd aceasta are frecvenţa zero şi apoi se măreşte treptat şi lin frecvenţa şi tensiunea sursei pînă la valoarea nominală. În timpul pornirii, excitaţia motorului este alimentată de la o sursă specială de c.c., eventuala excitatoare situată pe axul motorului putînd fi folosită numai în regim normal. Această metodă se foloseşte numai în instalaţii speciale.

c) *Pornirea în asincron* este cea mai simplă şi cea mai utilizată metodă de pornire a motorului sincron. În prima parte a pornirii, motorul sincron funcţionează cu un motor asincron cu rotorul în scurtcircuit. În acest scop, motorul sincron se realizează cu o înfăşurare de pornire, în formă de colivie completă dispusă în tălpile pieselor polare la motoarele cu poli aparenţi realizaţi din tole, sau rotorul motorului este din oţel masiv, respectiv piesele se realizează masive (din oţel), completate de regulă cu anumite legături conductoare între părţile frontale ale pieselor polare vecine. Dimensionarea acestor maşini se face ţinînd seama de realizarea caracteristicilor impuse.

Pentru pornirea în asincron se procedează în modul următor: se deconectează înfăşurarea de excitaţie de la bornele sursei de excitaţie (excitatoare) şi se închide pe un rezistor de protecţie *RP*, avînd o rezistenţă de 9÷10 ori mai mare decît cea a înfăşurării de excitaţie. Dacă s-ar lăsa deschisă înfăşurarea de excitaţie, atunci tensiunile mari care se induc în ea în perioada pornirii ar putea deteriora izolaţia. Apoi motorul sincron se conectează la reţea direct sau prin intermediul unor dispozitive de limitare a curentului de pornire, cum ar fi comutatoare stea-triunghi, reactoare sau autotransformatoare de pornire cu 2÷4 trepte de tensiune. Maşina va începe să funcţioneze ca un motor asincron şi îşi va mări treptat turaţia. După aplicarea tensiunii de alimentare nominale, motorul atinge o turaţie de regim cu alunecare mică (2...5%), dependentă de mărimea sarcinii motorului şi de caracteristicile înfăşurării de pornire. Apoi înfăşurării de excitaţie i se aplică tensiunea de excitaţie, care stabileşte curentul de excitaţie în înfăşurare. Urmează atunci un proces electromecanic tranzitoriu în decursul căruia rotorul este atras în sincronism.

În figura 4.44 s-a reprezentat o schemă de pornire cu autotransformator a motorului sincron. În această schemă motorul sincron *MS* este alimentat de la reţea (după închiderea contactului K_2) cu o tensiune redusă prin intermediul autotransformatorului *AT* de pornire (K_1 închis, K_3 deschis). După atingerea unei anumite viteze a rotorului se deschide contactul K_1 şi motorul este alimentat prin reactorul reprezentat de înfăşurările autotransformatorului. Apoi se închid contactoarele K_3 şi K_4, ceea ce face ca

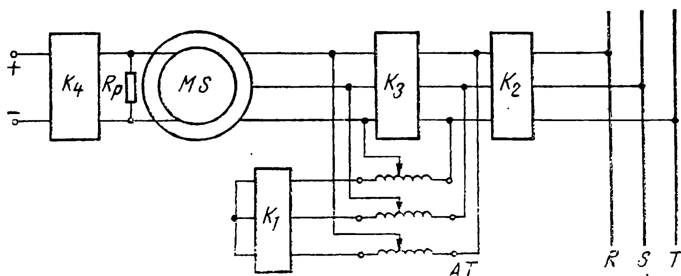


Fig. 4.44. Pornirea motorului sincron cu autotransformator.

motorul să fie alimentat direct la tensiunea nominală și ca în înfășurarea lui de excitație să se stabilească curentul de excitație.

Există un moment optim de conectare a tensiunii de excitație pentru care intrarea în sincronism a rotorului are loc în timp minim și cu șocuri minime de curent. La sarcini mari (alunecări de intrare în sincronism mari) conectarea excitației într-un moment nefavorabil poate duce la întreținerea unui regim asincron cu viteză variabilă și șocuri mari de curent, fără ca motorul să intre în sincronism. În asemenea situații trebuie deconectată tensiunea de excitație, înfășurarea de excitație rămînînd închisă pe rezistorul de protecție *RP*, apoi se repetă operația de stabilire a curentului de excitație, pînă la obținerea relației favorabile. Această operație poate fi automatizată, cu prevederea de la început a momentului optim de conectare a excitației în funcție de poziția instantanee a axei longitudinale a rotorului față de axa cîmpului învîrtitor. La o stabilire în treaptă a curentului de excitație, momentul favorabil de conectare ar corespunde coincidenței axei longitudinale a rotorului cu axa cîmpului învîrtitor al indusului. La pornire în asincron motorul sincron funcționează ca un motor asincron cu înfășurare rotorică nesimetrică, caz studiat în capitolul 3.

În prezent se realizează în mod curent motoare sincrone care la pornirea în asincron la tensiune nominală pot dezvolta un cuplu de pornire relativ de 1,3...2, la un curent de pornire relativ de 4...5, asigurînd totodată o valoare relativă a cuplului de intrare în sincronism (corespunzătoare alunecării de 5%) de 0,75...0,9. Cu asemenea motoare sincrone se pot acționa și mecanismele cu condiții grele de pornire, dacă rețeaua de alimentare este destul de puternică pentru a permite pornirea directă a motorului respectiv. Pornirea directă mai prezintă și avantajul unei simplități deosebite a schemei. În figura 4.45 se dau curbele cuplurilor M_a ale sistemului de amortizare, M_e — cuplul monoaxial corespunzător înfășurării de excitație și $M = M_a + M_e$. În figura 4.46 se indică influența materialului din care sînt realizate barele sistemului de amortizare.

Procesul de intrare în sincronism. În momentul în care are loc stabilirea curentului continuu prin înfășurarea de excitație, începe procesul tranzitoriu de sincronizare, dependent de valoarea din acest moment a unghiului format de axa longitudinală *d* cu axa cîmpului rezultant δ. Situația cea mai favorabilă pentru sincronizare este cea în care $\delta = 0$. Considerăm acest caz. În momentul în care s-a stabilit curentul continuu prin înfășurarea de excitație, cuplul este nul deoarece $\delta=0$, rotorul are însă o alunecare $s \neq 0$ și deci $M_a \neq 0$, $(M_a = M_r.)$

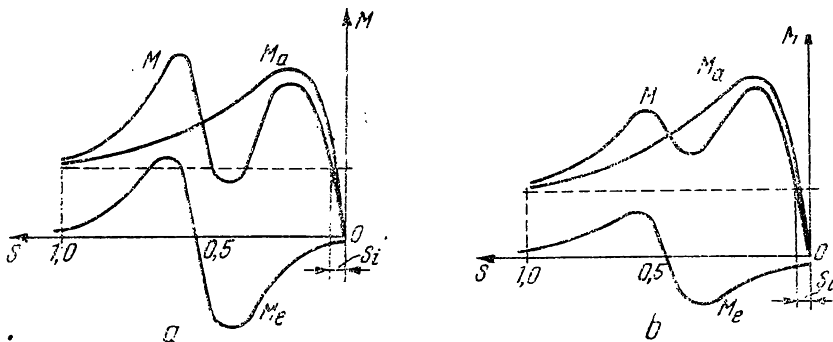


Fig. 4.45. Cuplul asincron al motorului sincron avînd înfășurare de excitație:
a — scurtcircuitată; *b* — conectată la rezistorul R_p.

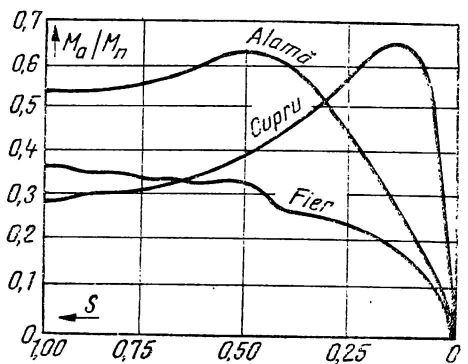


Fig. 4.46. Influența materialului barelor de amortizare asupra cuplului asincron M_a.

În figura 4.47, *a* este prezentat procesul de intrare în sincronism a motorului sincron; sub dreapta *CE*, cuplul M_a este pozitiv și peste dreapta *CE* este considerat negativ. După stabilirea curentului continuu prin înfășurarea de excitație, rotorul rămîne în urma cîmpului magnetic învîrtitor, ceea ce face să se stabilească cuplul sincron *M*. Acesta avînd același sens cu cuplul asincron, determină accelerarea rotorului și reducerea alunecării acestuia. Astfel, la un moment dat, unghiul δ are valoarea *OF*, în care caz *FH* reprezintă cuplul rezistent M_r, *HG*—cuplul M_a și *FI* cuplul *M*. Cuplul rezultant activ depășește cuplul rezistent cu valoarea *GI* și face ca alunecarea *s* să scadă în continuare, iar cînd $\delta = OA_1$, avem $s=0$ și deci $M_a = 0$. Cuplul sincron depășește cuplul M_r cu valoa-

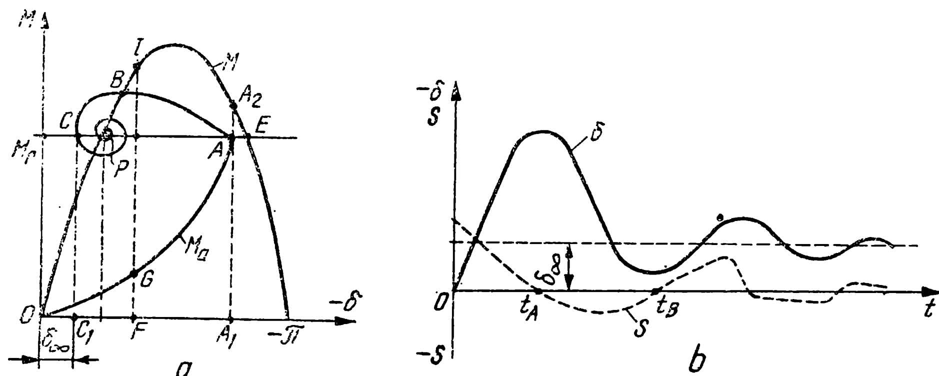


Fig. 4.47. Procesul de intrare în sincronism a motorului sincron:
a — curbele cuplurilor M, M_a, M_r; *b* — variația în timp a unghiului intern δ și a alunecării *s*.

rea A_1A_2 și rotorul este accelerat în continuare, peste sincronism, δ începe să scadă în timp ce alunecarea s are o valoare negativă și $M_a < 0$ devenind un cuplu de frînare. În B există echilibru între cupluri ($M = M_a + M_r$), dar alunecarea s are valoarea maximă în modul ($s < 0$), deoarece pînă în B rotorul a fost continuu accelerat. Din acest moment apare un cuplu decelerator și în punctul C unghiul δ are valoarea minimă, $\delta = OC_1$ și $s = 0$. Acest punct nu este stabil pentru că cuplul este decelerator și δ începe să crească. Punctul de funcționare se deplasează pe curba în formă de spirală $OABCD$ pînă în punctul P de funcționare stabilă, dat de intersecția curbelor cuplului sincron M și cuplului M_r. Are loc o intrare în sincronism atît timp cît punctul A se găsește la stînga punctului E care reprezintă cazul limită cînd motorul mai intră în sincronism. În figura 4.48 este dat cazul sincronizării pentru M_r mare, astfel încît la stabilirea curentului de excitație, la $\delta = 0$, se confundă cu E.

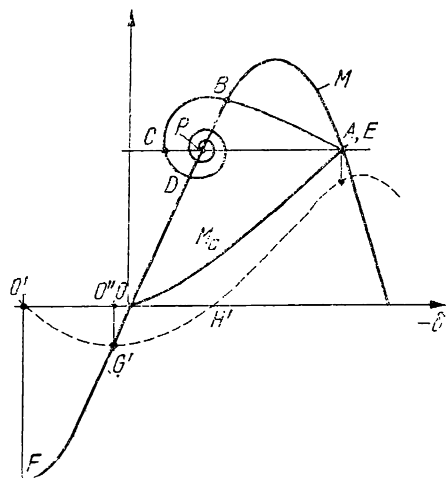


Fig. 4.48. Procesul de intrare în sincronism cînd cuplul rezistent M_r este mare: —— cuplarea curentului de excitație la $\delta = 0$; - - - cuplarea curentului de excitație se face la $\delta > 0$.

Oscilațiile în jurul lui P sînt mai numeroase pentru M_r mare. Conectarea curentului de excitație la $\delta = O'O$ face ca cuplul $M = O'F$ să fie rezistent. Rotorul rămîne în urmă cu viteza din ce în ce mai mare și cînd $\delta = OO''$ alunecarea s este maximă iar $M_a > M_r$ și $M_a - M_r = O''G'$. În continuare, mai întîi $\delta = 0$, apoi are valori negative, s scade și la $\delta = OH'$ s are aceeași valoare ca în punctul O'. Cuplul M scade, dar rămîne cu AA' mai mare decît valoarea pe care ar trebui să o aibă în cazul limită de intrare în sincronism. Valoarea minimă o obținem în punctul de intersecție a curbelor M și M'_a după care începe să crească din nou și motorul nu se mai sincronizează.

Procesul de intrare în sincronism se poate studia pe baza ecuației mișcării.

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2\delta}{dt^2} + \frac{M_i}{s_i\,\omega} \cdot \frac{d\delta}{dt} + M_M \sin\delta = M_r \tag{4.68}$$

unde $M_a = K_a\,\Omega_r = \frac{M_i}{s_i\,\omega} \cdot \frac{d\delta}{dt}$, iar M_i și s_i sînt valorile cuplului M_a respectiv ale alunecării s_i la intrarea în sincronism (la sfîrșitul pornirii în asincron).

Sincronizarea depinde de condițiile inițiale; momentul de conectare a tensiunii de excitație cel mai defavorabil este $\delta = \pi$, adică cînd un pol al rotorului se află în dreptul polului de același nume al cîmpului statoric. Există instalații de pornire care asigură conectarea tensiunii de excitație în momentul cel mai favorabil.

Frînarea motoarelor sincrone se face în regim dinamic, prin deconectarea alimentării de la rețea și închiderea înfășurărilor statorice pe rezistențe de frînare, înfășurarea de excitație fiind alimentată în continuare. Timpul de frînare scade odată cu creșterea curentului prin rezistență, deci odată cu reducerea rezistențelor de frînare.

4.20. AUTOEXCITAREA GENERATORULUI SINCRON

În numeroase instalații conținînd linii lungi de tensiuni înalte, s-a constatat că un generator sincron cu circuitul de excitație deschis ($I_e = 0$), conectat la rețea în gol, se autoexcită și produce o tensiune stabilă, care poate fi mult mai mare decît tensiunea de serviciu. Fenomenul de autoexcitație este analog generatorului de curent continuu cu excitație derivație. T.e.m. a generatorului sincron produsă de fluxul magnetismului remanent al polilor inductivi, debitează pe capacitatea rețelei un curent electric defazat înainte. Cîmpul magnetic învîrtitor produs de acest curent reprezintă un cîmp magnetic învîrtitor de reacție longitudinal magnetizant și întărește fluxul magnetic inductor; ca urmare crește t.e.m. indusă și de asemenea fluxul magnetic, pînă se ajunge la un punct stabil de funcționare. Mașina funcționează ca generator sincron cu $I_e = 0$, debitînd pe o sarcină capacitivă, iar frecvența este strict determinată de turația rotorului, ca la orice mașină sincronă. Fenomenul se numește *autoexcitare sincronă*. La generatorul sincron este posibil să se producă și fenomenul de autoexcitare asincronă studiat la mașina asincronă.

4.21. ECUAȚIILE MAȘINII SINCRONE CU ÎNFĂȘURĂRI DE AMORTIZARE

Pentru a stabili ecuațiile mașinii sincrone cu mai multe înfășurări pe rotor se calculează fluxul magnetic reprezentativ ψ_s al înfășurării trifazate statorice.

$$\begin{aligned}\psi_A &= \varphi_A + M_{DA} i_D + M_{AQ} i_Q = \varphi_A + M_D i_D \cos\theta + M_Q i_Q \sin\theta \\ \psi_B &= \varphi_B + M_D i_D \cos(\theta + 120^\circ) + M_Q i_Q \sin(\theta + 120^\circ) \\ \psi_C &= \varphi_C + M_D i_D \cos(\theta - 120^\circ) + M_Q i_Q \sin(\theta - 120^\circ)\end{aligned} \quad (4.69)$$

unde φ_A, φ_B, φ_C sînt fluxurile calculate la mașina sincronă care are pe rotor numai o înfășurare de excitație și sînt date de relațiile (4.12). Fluxul magnetic reprezentativ devine:

$$\psi_s = \frac{2}{3}(\psi_A + a\,\psi_B + a^2\psi_C) = (L_0 - M_0)\, i_s + \frac{3}{2} L_2 e^{2j\theta} \cdot i_s^* + M_e i_e e^{j\theta} + + M_D i_D e^{j\theta} + j\, M_Q i_Q e^{j\theta}. \quad (4.70)$$

Pentru regimul de generator pentru înfășurarea trifazată se pot scrie ecuațiile:

$$-U_A = R\, i_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \; -u_B = Ri_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \; -U_C = R\, i_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \quad (4.71)$$

aceste ecuații se înmulțesc respectiv cu $\frac{2}{3}$, $\frac{2}{3}a$, $\frac{2}{3}a^2$ și se adună:

$$-u_s = R i_s + \frac{d\psi_s}{dt}. \tag{4.72}$$

Ecuația (4.72) scrisă în sistemul de referință fix față de stator (FS) poate fi transcrisă în sistemul de referință fix față de rotor (FR) dacă ecuația se înmulțește cu $e^{-j\theta}$;

$$-u_R = R i_R + j\,\omega_r\,\psi_R + \frac{d\psi_R}{dt}. \tag{4.73}$$

Pentru înfășurările de pe rotor se pot scrie ecuațiile:

$$u_e = R_e i_e + \frac{d}{dt}(\psi_e) = R_e i_e + \frac{d}{dt}(\varphi_e + M_{De} i_D) = R_e i_e + \frac{d}{dt}(M_{de} i_d + L_e i_e + M_{De} i_D) \tag{4.74}$$

$$0 = R_D i_D + \frac{d}{dt}(M_{AD} i_A + M_{BD} i_B + M_{CD} i_C + M_{De} i_e + L_D i_D) = R_D i_D + \frac{d}{dt}\left(\frac{3}{2} M_D i_d + M_{De} i_e + L_D i_D\right)$$

$$0 = R_Q i_Q + \frac{d}{dt}\left(M_{QA} I_A + M_{QB} i_B + M_{QC} i_C + L_Q i_Q\right) = R_Q i_Q + \frac{d}{dt}\left(\frac{3}{2} M_Q i_q + L_Q i_Q\right)$$

unde s-au avut în vedere expresiile inductivităților (4.9), (4.10) și (4.11).

Ecuațiile (4.74) au fost scrise în sistemul de referință FR pentru înfășurarea de excitație și pentru înfășurările de amortizare echivalente considerate ortogonale. Axa magnetică a înfășurării de excitație este coincidentă cu axa magnetică a înfășurării de amortizare longitudinale. La aceste ecuații se adaugă și ecuația: $-u_0 = Ri_0 + \frac{d\psi_0}{dt}$; $\psi_0 = L_0 i_0$. În ecuațiile de mai sus pentru funcțiile trigonometrice s-au utilizat relațiile lui Euler.

Utilizînd și notațiile de la mașina sincronă fără înfășurări de amortizare, din ecuațiile (4.73) și (4.74) rezultă:

$$\begin{aligned}
-u_d &= Ri_d - \omega_r\,\psi_q + \frac{d\psi_d}{dt}; & \psi_d &= L_d i_d + M_e i_e + M_D i_D \\
-u_q &= R i_q + \omega_r\,\psi_d + \frac{d\psi_q}{dt}; & \psi_q &= L_q i_q + M_Q i_Q \\
-u_0 &= R i_0 + \frac{d\psi_0}{dt}; & \psi_0 &= L_0 i_0 \\
u_e &= R_e i_e + \frac{d\psi_e}{dt}; & \psi_e &= \frac{3}{2} M_e i_d + M_{De} i_D + L_e i_e \\
0 &= R_D i_D + \frac{d\psi_D}{dt}; & \psi_D &= \frac{3}{2} M_D i_d + M_{De} i_e + L_D i_D \\
0 &= R_Q i_Q + \frac{d\psi_Q}{dt}; & \psi_Q &= \frac{3}{2} M_Q i_q + L_Q i_Q.
\end{aligned} \tag{4,75}$$

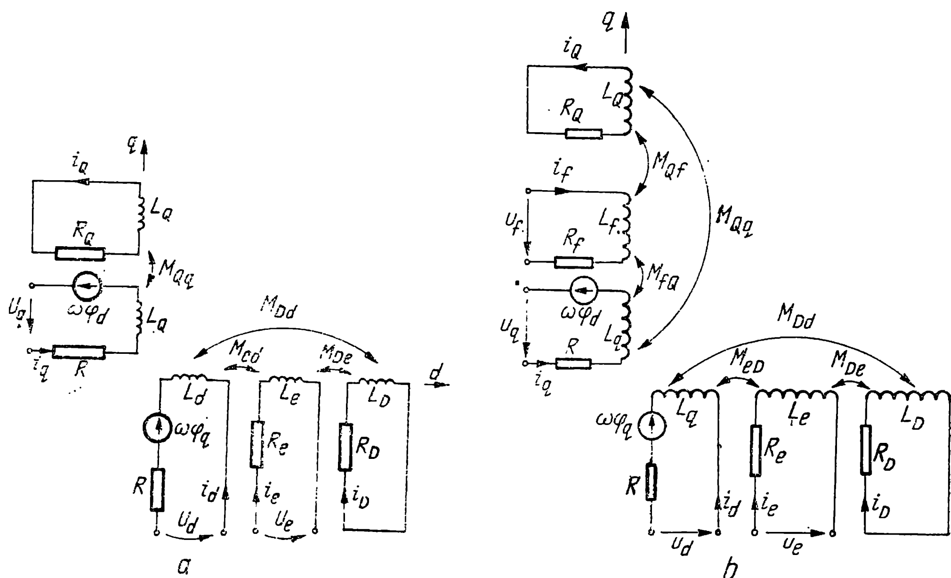


Fig. 4.49. Schema echivalentă primitivă a mașinii sincrone:
a — cu înfășurări de amortizare și o înfășurare de excitație; b — cu înfășurări de amortizare și două înfășurări de excitație.

Inductivitățile proprii și mutuale din ecuațiile de mai sus sînt indicate în schema echivalentă primitivă (fig. 4.49).

La ecuațiile de mai sus se adaugă ecuația mișcării:

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{d^2 \theta}{d t^2} = M_1 + M = M_1 + \frac{3}{2} p \, (\psi_d \, i_q - \psi_q \, i_d). \tag{4.76}$$

Ecuațiile stabilite se pot aduce la o formă mai simplă, transformîndu-le în ecuații de mărimi fără dimensiuni; pentru aceasta se aleg mărimile de bază la care se raportează mărimile din ecuațiile (4.75).

Obișnuit mărimile se raportează la valorile lor nominale. Avantajul acestui sistem de mărimi raportate (numit sistem „per-unit") constă în aceea că se poate aprecia cantitativ funcționarea mașinilor electrice, indiferent de mărimile nominale. Toate mărimile nominale au valoarea adimensională 1; formal ecuațiile capătă un aspect mai general, se pierde însă posibilitatea de control dimensional al ecuațiilor. Pentru pulsație se alege mărimea ω_1 corespunzătoare vitezei de sincronism (se poate alege ca mărime de bază și o altă pulsație). Derivata în raport cu timpul devine: $\frac{d}{d t} = \omega_1 \cdot \frac{d}{d(\omega_1 t)} = \omega_1 \cdot \frac{d}{d \tau}$; $\tau = \omega_1 t$. În locul timpului t măsurat în secunde s-a introdus variabila fără dimensiuni τ (denumită și timp sincron). Viteza unghiulară în grade electrice devine: $\frac{d \theta}{d t} = \omega_1 \nu$ unde $\nu = \frac{1}{\omega_1} \cdot \frac{d \theta}{d t}$, mărimea ν fiind viteza unghiulară instantanee relativă raportată la pulsația ω_1.

Pentru mărimile statorice, tensiuni, rezistențe, reactanțe și curenți se vor lua ca mărimi de bază în operația de raportare mărimile U_b, I_b, Z_b între care există relația $U_b = Z_b I_b$; pentru fluxuri se alege mărimea $\psi_b = U_b/\omega_1$. Pentru mărimile rotorice nu există o metodă generală de alegere a mărimilor de raportare.

În mod analog se vor considera mărimile de bază pentru circuitele rotorului: $U_{eb} = I_{eb} Z_{eb}$; $U_{Db} = Z_{Db} I_{Db}$; $U_{Qb} = Z_{Qb} I_{Qb}$.

Fiind date mărimile de bază, rezultă mărimile raportate sub forma:

$$u_d^* = u_d/U_b;\ u_q^* = u_q/U_b;\ i_d^* = i_d/I_b;\ i_q^* = i_q/I_b;\ i_e^* = i_e/I_{eb};\ i_D^* = i_D/I_{Db};$$

$$i_Q^* = i_Q/I_{Qb};\ r = R/Z_b;\ r_e = R_e/Z_{eb};\ r_D = R_D/Z_{Db};\ r_q = R_Q/Z_{Qb};\ x_d = X_d/Z_b;$$

$$x_q = X_q/Z_b;\ x_e = X_e/Z_{eb};\ x_D = X_D/Z_{Db};\ x_Q = X_Q/Z_{Qb};\ i_0^* = i_0/I_b;\ u_0^* = U_0/U_b;$$

$$x_0 = X_0/Z_b. \tag{4.77}$$

Raportarea se alege astfel încît fluxurile magnetice din ecuațiile (4.75) să fie similare circuitelor simetrice, în care caz mărimile de bază ale circuitelor rotorice nu sînt toate independente. Fluxurile ψ_d, ψ_e și ψ_D raportate se prezintă sub forma:

$$\psi_d^* = \frac{\psi_d \omega_1}{U_d} = \frac{X_d}{U_b} \cdot i_d + \frac{X_{ed}}{U_b} i_e + \frac{X_{Dd}}{U_b} \cdot i_D = \frac{X_d}{Z_b} \cdot \frac{i_d}{I_b} + \frac{X_{ed}}{Z_b} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} \cdot \frac{I_{eb}}{I_b} +$$

$$+ \frac{X_{Db}}{Z_b} \cdot \frac{i_D}{I_{Db}} \cdot \frac{I_{Db}}{I_b};$$

$$\psi_e^* = \frac{\psi_e \omega_1}{U_{eb}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_{ed}}{U_{eb}} \cdot i_d + \frac{X_{De}}{U_{eb}} \cdot i_D + \frac{X_e}{U_{eb}} \cdot i_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_{ed}}{Z_{eb}} \cdot \frac{i_d}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_{eb}} +$$

$$+ \frac{X_{De}}{Z_{eb}} \cdot \frac{i_D}{I_{Db}} \cdot \frac{I_{Db}}{I_{eb}} + \frac{X_e}{Z_{eb}} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}};$$

$$\psi_D^* = \frac{\psi_e \omega_1}{U_{Db}} = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_{Dd}}{U_{Db}} \cdot i_d + \frac{X_{De}}{U_{Db}} \cdot i_e + \frac{X_D}{U_{Db}} \cdot i_D = \frac{3}{2} \cdot \frac{X_{Dd}}{Z_{db}} \cdot \frac{i_d}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_{Db}} +$$

$$+ \frac{X_{De}}{Z_{Db}} \cdot \frac{i_e}{I_{eb}} \cdot \frac{I_{eb}}{I_{Db}} + \frac{X_D}{Z_{Db}} : \frac{i_D}{I_{Db}}, \tag{4.78}$$

unde $\omega_1 L = X$ la care se adaugă indicii corespunzători.

Din egalitatea factorilor reciproci rezultă mărimile de bază ale înfășurărilor rotorice:

$$x_{de} = x_{ed} = X_{ed} I_{eb}/Z_b I_b = 3 X_{de} I_b/2Z_{eb} I_{eb};\ X_{Dd} I_{Db}/Z_b I_b =$$

$$= 3 X_{Dd} I_b/2Z_{Db} I_{Db} \tag{4.79}$$

rezultă:

$$Z_{eb} = \frac{3}{2} Z_b (I_b/I_{eb})^2;\ Z_{Db} = \frac{3}{2} Z_b (I_b/I_{Db})^2 \tag{4.80}$$

Fluxurile din axa longitudinală raportate sînt:

$$\psi_d^* = x_d i_d^* + x_{de} i_e^* + x_{Dd} i_D^*;\quad \psi_e^* = x_{de} i_d^* + x_e i_e^* + x_{De} i_D^*;$$

$$\psi_D^* = x_{Dd} i_d^* + x_{De} i_e^* + x_D i_D^*. \tag{4.81}$$

Raportarea se poate alege astfel ca $x_{ad} = x_{de} = x_{Dd} = x_{md}$ din această egalitate rezultă: $X_{ed} I_{eb}/Z_b I_b = X_{Dd} I_{Db}/Z_b I_0 = X_{ad}/Z_b$. Pe baza relațiilor (4.79) și (4.80) rezultă:

$$I_{eb} = I_b (X_{ad}/X_{ed})\,;\, I_{Db} = I_b (X_{ad}/X_{Dd})\,; Z_{eb} = \frac{3}{2} Z_b (X_{ed}/X_{ad})^2;$$

$$Z_{Db} = \frac{3}{2} Z_b (X_{Dd}/X_{ad})^2 \tag{4.82}$$

Fluxul magnetic $\psi_d^* = x_\sigma i_d^* + x_{md}(i_d^* + i_e^* + i_D^*)$ deoarece $x_d = x_\sigma + x_{ad}$.

Relațiile (4.82) definesc mărimele de bază ale circuitelor din axa longitudinală.

În mod similar se procedează pentru axa transversală:

$$\psi_q^* = x_q i_q^* + x_{Qq} i_Q^*;\ \psi_Q^* = x_{Qq} i_q^* + x_Q i_Q^*;\ Z_{Qb} = \frac{3}{2} Z_b (I_b/I_{Qb})^2. \tag{4.83}$$

Dacă $x_{aq} = x_{Qq} = x_{mq}$ se obține: $I_{Qb} = X_{aq} I_b/X_{Qb}$; $Z_{Qb} = \frac{3}{2} Z_b (X_{Qb}/X_{aq})^2$ și fluxul $\psi_q^* = x_\sigma i_q^* + x_{mq}(i_q^* + i_Q^*)$.

Cu mărimile raportate definite mai sus ecuațiile (4.79) se scriu:

$$\begin{aligned}
-u_d^* &= r i_d^* - \upsilon \psi_q^* + \frac{d\psi_d^*}{d\tau}; & \psi_d^* &= x_\sigma i_d^* + x_{md}(i_d^* + i_e^* + i_D^*),\\
-u_q^* &= r i_q^* + \upsilon \psi_d^* + \frac{d\psi_q^*}{d\tau}; & \psi_q^* &= x_\sigma i_q^* + x_{mq}(i_q^* + i_Q^*),\\
-u_0^* &= r i_0^* + \frac{d\psi_0^*}{d\tau}; & \psi_0^* &= \frac{\omega_1 \psi_0}{U_b} = x_0 i_0^*,\\
u_e^* &= r_e i_e^* + \frac{d\psi_e^*}{d\tau}; & \psi_e^* &= x_{md} i_d^* + x_e i_e^* + x_{eD} i_D^*,\\
0 &= r_D i_D^* + \frac{d\psi_D^*}{d\tau}; & \psi_D^* &= x_{md} i_d^* + x_{eD} i_e^* + x_D i_D^*,\\
0 &= r_Q i_Q^* + \frac{d\psi_Q^*}{d\tau}; & \psi_Q^* &= x_{\sigma Q} i_Q^* + x_{mq}(i_q^* + i_Q^*).
\end{aligned} \tag{4.84}$$

Reactanțele x_e, x_D, x_Q pot fi puse sub forma:

$$x_e = x_{\sigma e} + x_{md};\ x_D = x_{\sigma D} + x_{md};\ x_Q = x_{\sigma Q} + x_{mq}$$

și exprimă descompunerea fluxului magnetic produs de înfășurarea considerată în flux magnetic util (ale cărui linii de cîmp traversează întrefierul și înlănțuie spirele înfășurării statorice) și flux magnetic de scăpări. Mărimile $x_{\sigma e}$, $x_{\sigma D}$, reprezintă reactanța de scăpări a înfășurării de excitație, respectiv de amortizare în raport cu înfășurarea statorică d, iar $x_{\sigma Q}$ — reactanța de scăpări a înfășurării de amortizare Q, în raport cu înfășurarea statorică q.

Ecuația mișcării în mărimi raportate devine:

$$m_1 + m = H_j \frac{d\upsilon}{d\tau} : \text{unde } H_j = 2\,J\,\omega_1^2/3\,p^2\,U_b\,I_b\,;\; m = \psi_d^*\,i_q^* - \psi_q^*\,i_d^*. \quad (4.85)$$

În general în regim nestaționar sînt cunoscute tensiunile u_d, u_q, u_o, u_e și cuplul de antrenare exterior m_1, necunoscutele sînt curenții din diferitele înfășurări. Dacă se consideră că viteza rotorului rămîne constantă în timpul procesului tranzitoriu, atunci sistemul (4.84) devine liniar și poate fi rezolvat. Dacă se introduce alunecarea s, atunci $\upsilon = 1 - s$ și ecuațiile și primele două ecuații din (4.84) capătă o nouă formă și prezintă interes la funcționarea în asincron a mașinii sincrone.

Pentru studiul micilor variații, în vecinătatea unui punct de funcționare, a mărimilor ce caracterizează funcționarea mașinii sincrone ecuațiile (4.84) se scriu sub forma:

$$\begin{aligned}
-\Delta u_d^* &= r\,\Delta i_d^* - \upsilon\,\Delta\psi_q^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_d^* & \Delta\psi_d^* &= x_\sigma\,\Delta i_d^* + x_{md}\,(\Delta i_d^* + \Delta i_e^* + \Delta i_D^*)\\
-\Delta u_q^* &= r\,\Delta i_q^* + r\,\Delta\psi_d^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_q^* & \Delta\psi_q^* &= x_\sigma\,\Delta i_q^* + x_{mq}\,(\Delta i_q^* + \Delta i_Q^*)\\
-\Delta u_0^* &= r\,\Delta i_0^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_0^* & \Delta\psi_0^* &= x_0\,\Delta i_0^* \qquad (4.86)\\
\Delta u_e^* &= r_e\,\Delta i_e^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_e^* & \Delta\psi_e^* &= x_{md}\,\Delta i_d^* + x_e\,\Delta i_e^* + x_{eD}\,\Delta i_D^*\\
0 &= r_D\,\Delta i_D^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_D^* & \Delta\psi_D^* &= x_{md}\,\Delta i_d^* + x_{eD}\,\Delta i_e^* + x_D\,\Delta i_D^*\\
0 &= r_Q\,\Delta i_Q^* + \frac{d}{d\tau}\Delta\psi_Q^* & \Delta\psi_Q^* &= x_{\sigma Q}\,\Delta i_Q^* + x_{mq}\,(\Delta i_q^* + \Delta i_Q^*)
\end{aligned}$$

În cazul în care pe rotor sînt dispuse două înfășurări de excitație (una în axa longitudinală și cealaltă în axa transversală), atunci la ecuațiile (4.84) se mai adaugă ecuația de tensiuni a noii înfășurări de excitație (notate cu indicele f) și se modifică expresiile fluxurilor magnetice din axa transversală

$$\begin{aligned}
-u_d^* &= r\,i_d^* - \upsilon\,\psi_q^* + \frac{d\psi_d^*}{d\tau} & \psi_d^* &= x_\sigma\,i_d + x_{md}\,(i_d^* + i_e^* + i_d^*)\\
-u_q^* &= r\,i_q^* + \upsilon\,\psi_d^* + \frac{d\psi_q^*}{d\tau} & \psi_q^* &= x_\sigma\,i_q^* + x_{mq}\,(i_q^* + i_f^* + i_Q^*)\\
-u_0^* &= r\,i_0^* + \frac{d\psi_0^*}{d\tau} & \psi_o^* &= x_0\,i_0^* \qquad (4.84,a)\\
u_e^* &= r_e\,i_e^* + \frac{d\psi_e^*}{d\tau} & \psi_e^* &= x_{md}\,i_d^* + x_e\,i_e^* + x_{eD}\,i_D^*\\
u_f^* &= r_f\,i_f^* + \frac{d\psi_f^*}{d\tau} & \psi_f^* &= x_{mq}\,i_q^* + x_f\,i_f^* + x_{fQ}\,i_Q^*\\
0 &= r_D\,i_D^* + \frac{d\psi_D^*}{d\tau} & \psi_D^* &= x_{md}\,i_d^* + i_{eD}\,i_e^* + x_D\,i_D^*\\
0 &= r_Q\,i_Q^* + \frac{d\psi_Q^*}{d\tau} & \psi_Q^* &= x_{mq}\,i_q + x_{fQ}\,i_f + x_Q^*\,i_Q
\end{aligned}$$

În figura 4.49,*b* se prezintă schema echivalentă primitivă.

Pentru studiul micilor variații din ecuațiile (4.84.*a*) se deduce un sistem similar sistemului (4.86). Parametrii operaționali după axa d nu sînt influențați de înfășurarea de excitație f, iar parametrii operaționali din axa transversală au aceeași formă ca și cei din axa longitudinală.

4.22. PARAMETRII OPERAȚIONALI AI MAȘINII SINCRONE

Utilizarea calculului operațional se face în cazul în care viteza rotorului este constantă (υ=const). Obișnuit, pentru rezolvarea ecuațiilor (4.84) se utilizează calculul operațional cu transformata Laplace:

$$\bar{f}(s) = \mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t)\, e^{-st}\, d\,t. \tag{4.87}$$

Funcțiile imagine se scriu barat, iar valorile inițiale se scriu cu aceleași litere și indicele zero. Aplicînd transformata Laplace ecuațiilor(4.48) se obține:

$$\begin{aligned}
-\bar{U}_d &= r\,\bar{i}_d - \upsilon\,\bar{\psi}_q + s\,(\bar{\psi}_d - \psi_{d0}) & \bar{\psi}_d &= x_\sigma \cdot \bar{i}_d + x_{md}\,(\bar{i}_d + i_e + \bar{i}_D)\\
-\bar{U}_q &= r\,\bar{i}_q + \upsilon \cdot \bar{\psi}_d + s\,(\bar{\psi}_q - \psi_{q0}) & \bar{\psi}_q &= x_\sigma \cdot \bar{i}_q + x_{md}\,(\bar{i}_q + \bar{i}_D)\\
\bar{U}_e &= r_e\,\bar{i}_e + s\,(\bar{\psi}_e - \psi_{e0}) & \bar{\psi}_e &= x_{md} \cdot \bar{i}_d + x_e\,\bar{i}_e + x_{eD}\,\bar{i}_D\\
0 &= r_D\,\bar{i}_D + s\,(\bar{\psi}_D - \psi_{D0}) & \bar{\psi}_D &= x_{md}\,\bar{i}_d + x_{eD}\,\bar{i}_e + x_D\,\bar{i}_D\\
0 &= r_Q\,i_Q + s\,(\bar{\psi}_Q - \psi_{Q0}) & \bar{\psi}_Q &= x_{\sigma Q}\,\bar{i}_Q + x_{mq}\,(\bar{i}_q + \bar{i}_Q).
\end{aligned} \tag{4.88}$$

Din sistemul (4.88) se consideră ecuațiile:

$$\begin{aligned}
\bar{\psi}_d &= x_\sigma\,\bar{i}_d + x_{md}\,(\bar{i}_d + \bar{i}_e + \bar{i}_D)\\
\bar{U}_e + s\,\psi_{e0} &= r_e\,\bar{i}_e + s\,(x_{md}\,\bar{i}_d + x_e\,\bar{i}_e + x_{eD}\,\bar{i}_D)\\
s\,\psi_{D0} &= r_D\,\bar{i}_D + s\,(x_{md}\,\bar{i}_d + x_{eD}\,\bar{i}_e + x_D\,\bar{i}_D)
\end{aligned} \tag{4.89}$$

Eliminînd curenții i_e și i_D din expresia fluxului magnetic $\bar{\psi}_d$ se obține:

$$\bar{\psi}_d = x_d(s)\,\bar{i}_d + G_E(s)\,[\bar{U}_e + s\,\psi_{e0}] + sG_D(s)\,\psi_{D0} \tag{4.90}$$

unde

$$x_d(s) = x_d - \frac{s\,x^2_{md}\,[r_D + r_e + s\,(x_e + x_D - 2\,x_{eD})]}{(r_e + s\,x_e)\,(r_D + s\,x_D) - s^2\,x^2_{eD}} \tag{4.91}$$

$$G_E(s) = x_{md}\frac{r_D + s\,(x_D - x_{eD})}{(r_e + s\,x_e)\,(r_D + s\,x_D) - s^2\,x^2_{eD}}$$

$$G_D(s) = x_{md}\frac{r_e + s\,(x_e - x_{eD})}{(r_e + s\,x_e)\,(r_D + s\,x_D) - s^2\,x^2_{eD}}$$

În mod analog se obține expresia fluxului magnetic $\overline{\psi}_q$;

$$\overline{\psi}_q = x_q(s)\,\overline{i}_q + s\,G_Q(s)\cdot\psi_{Q0}, \tag{4.92}$$

unde

$$x_q(s) = x_q - \frac{s\,x_{mq}^2}{r_q + s\,x_q}; \quad G_q(s) = \frac{x_{mq}}{r_Q + s\,x_Q}. \tag{4.93}$$

Expresiile $x_d(s)$, $x_q(s)$, $G_E(s)$, $G_D(s)$, $G_Q(s)$ se numesc *coeficienți sau parametri operaționali:* $x_d(s)$ și $x_q(s)$ se numesc reactanță operațională longitudinală, respectiv transversală, ale mașinii sincrone; $G_E(s)$ și $G_D(s)$ se numesc conductanțe operaționale longitudinale, iar $G_Q(s)$ conductanță operațională transversală.

Parametrii operaționali se mai pot pune și sub forma:

$$x_d(s) = x_d\frac{1 + s(\sigma_{de}T_e + \sigma_{dD}T_D) + s^2\frac{x_d''}{x_d}\sigma_{eD}T_eT_D}{1 + s(T_e + T_D) + s^2\sigma_{eD}T_eT_D} =$$

$$= x_d\cdot\frac{(1 + sT_d')(1 + sT_d'')}{(1 + T_{d0}'s)(1 + T_{d0}''\cdot s)}$$

$$G_E(s) = \frac{x_{md}}{r_e}\cdot\frac{1 + s\,\mu_D T_D}{1 + s(T_e + T_D) + s^2\sigma_{eD}T_eT_D} = \frac{x_{md}}{r_e}\frac{1 + s\,\mu_D T_D}{(1 + sT_{d0}')(1 + T_{d0}''s)};$$

$$\mu_D = 1 - x_{eD}/x_D \tag{4.94}$$

$$G_D(s) = \frac{x_{md}}{r_D}\frac{1 + s\,\mu_e T_e}{1 + s(T_e + T_D) + s^2\sigma_{eD}T_eT_D} = \frac{x_{md}}{r_D}\frac{1 + s\,\mu_e T_e}{(1 + T_{d0}'s)(1 + T_{d0}'s)};$$

$$\mu_e = 1 - \frac{x_{es}}{x_e}$$

$$x_q(s) = x_q\frac{1 + s\,\sigma_{qQ}T_Q}{1 + sT_Q} = x_q\frac{1 + sT_q''}{1 + sT_Q}; \quad G_Q(s) = \frac{x_{mq}}{r_Q}\frac{1}{1 + sT_Q}$$

unde s-au făcut notațiile:

$T_e = \dfrac{x_e}{r_e}$ — constanta de timp proprie a înfășurării de excitație [în u.r.

$T_D = \dfrac{x_D}{r_D}$ — constanta de timp proprie a înfășurării de amortizare din axa longitudinală în u.r.

$T_Q = \dfrac{x_Q}{r_Q}$ — constanta de timp proprie a înfășurării de amortizare din axa transversală în u.r.

$\sigma_{de} = 1 - \dfrac{x_{md}^2}{x_d\,x_e}$ — coeficientul de dispersie între înfășurările d și e.

$\sigma_{dD} = 1 - \dfrac{x_{md}^2}{x_d\,x_D}$ — coeficientul de dispersie între înfășurările d și D.

$\sigma_{eD} = 1 - \frac{x_{eD}^2}{x_e x_D}$ — coeficientul de dispersie între înfășurările e și D.

$\sigma_{qQ} = 1 - \frac{x_{mq}^2}{x_q x_Q}$ — coeficientul de dispersie între înfășurările q și Q.

$x_d'' = x_d - \frac{x_{md}^2 (x_e + x_D - 2\, x_{eD})}{x_e \cdot x_D - x_{eD}^2}$ — reactanța sincronă supratranzitorie longitudinală.

$-1/T_d'$, $-1/T_d''$ sînt rădăcinile numărătorului lui $x_d\,(s)$, iar $-1/T_{d0}'$, $-1/T_{d0}''$ sînt rădăcinile numitorului lui $x_d\,(s)$; $T_q'' = \sigma_{qQ}\, T_Q$.

Considerînd funcția $1/s \cdot x_d\,(s)$ ca fiind imaginea unei funcții $1/x_d\,(\tau)$, se poate deduce valoarea inițială $1/x_d\,(0)$ cu ajutorul teoremei valorii inițiale:

$$1/x_d\,(0) = \lim_{s \to \infty} s\,[1/s\, x_d\,(s)] = 1/x_d'' = T_{d0}'\, T_{d0}''/x_d\, T_d'\, T_d'' \tag{4.95}$$

Originala funcției $1/s\, x_d\,(s)$ este:

$$\frac{1}{x_d\,(\tau)} = \frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d}\right) e^{-\tau/T_d'} + \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'}\right) e^{-\tau/T_d''}\,;\quad x_d' = x_d - \frac{x_{md}^2}{x_e}. \tag{4.96}$$

Mărimea $x_d\,(\tau)$ reprezintă *reactanța sincronă longitudinală în regim tranzitoriu*. La $\tau = 0$ mașina are reactanța x_d''. După un interval de timp τ_1, din cauză că $T_d' \gg T_d''$, $e^{-\tau_1/T_d'} \approx 1$, iar $e^{-\tau_1/T_d''} \approx 0$ și prin urmare $x_d\,(\tau_1) = x_d'$, numită *reactanța sincronă longitudinală tranzitorie*. Această valoare a reactanței $x_d\,(\tau)$ corespunde momentului cînd în înfășurarea de amortizare D, curentul devine nul $(i_D = 0)$. Reactanța x_d' se poate calcula direct considerînd în ecuațiile (4.92) curentul $i_D = 0$ și apoi $\lim\limits_{s \to \infty} x_d\,(s) = x_d' = x_d T_d'/T_{dD}$.

Procedînd în același mod cu reactanța operațională $x_q\,(s)$ se obține:

$$\frac{1}{x_q\,(\tau)} = \frac{1}{x_q} + \left(\frac{1}{x_q''} - \frac{1}{x_q}\right) e^{-\tau/T_q''}\,;\quad x_q'' = x_q - \frac{x_{mq}^2}{x_Q} = x_q(0) \tag{4.97}$$

unde $x_q'' = x_q\,(0) = x_q\, T_q''/T_Q$ este reactanța sincronă supratranzitorie transversală.

În regim armonic (pentru $p = j\omega$) parametrii $x_d(s)$, respectiv $x_q(s)$ devin:

$$x_d(j\,\omega) = \frac{(j\,\omega\, T_d'' + 1)\,(j\,\omega\, T_d' + 1)}{(j\,\omega\, T_{d0}'' + 1)\,(j\,\omega\, T_{d0}' + 1)}\, x_d\,;$$
$$x_q\,(j\,\omega) = \frac{j\,\omega\, T_q'' + 1}{j\,\omega\, T_{q0} + 1}\, x_q;\quad T_Q = T_{q0} \tag{4.98}$$

pentru $\omega \to \infty$ se obțin x_d'', respectiv x_q'' (ω este pulsația relativă raportată la ω_1).

La valori mici ale pulsației ω (astfel încît $\omega T_d'' \ll 1$, dar $\omega\, T_d' \gg 1$, și analog, $\omega\, T_{d0}'' \ll 1$, iar $\omega\, T_{d0}' \gg 1$) rezultă $x_d' = \frac{T_d'}{T_{d0}'}\, x_d$.

Locurile geometrice ale impedanțelor $x_d\,(j\omega)$ și $x_q\,(j\omega)$ în funcție de pulsația ω sînt reprezentate în figura 4.50.

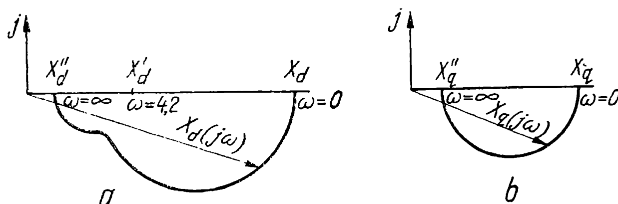


Fig. 4.50. Locul geometric al fazorului reactanțelor operaționale:
a — $X_d\ (j\omega)$; *b* — $X_q\ (j\omega)$.

4.22.1. SCHEME ECHIVALENTE ALE REACTANȚELOR ÎN REGIM TRANZITORIU

Pe baza expresiilor reactanțelor tranzitorii și supratranzitorii x^d, x''_d, x''_q se stabilesc schemele electrice echivalente pentru fiecare.

Identitatea: $x_e\, x_D - x_{eD}^2 = (x_e - x_{eD})\,(x_D - x_{eD}) + x_{eD}\,(x_e + x_D - 2x_{eD})$,

permite ca reactanța supratranzitorie x''_d să se pună sub forma:

$$x''_d = x_d - \frac{x_{md}^2\,(x_e + x_D - 2\,x_{eD})}{x_e\, x_D - x_{eD}^2} = \tag{4.99}$$

$$= x_\sigma + x_{md}\cdot\frac{\dfrac{(x_D - x_{eD})\,(x_e - x_{eD})}{x_D - x_{eD} + x_e - x_{eD}} + x_{eD} - x_{md}}{x_{md} + (x_{eD} - x_{md}) + \dfrac{(x_e - x_{eD})\,(x_D - x_{eD})}{x_e - x_{eD} + x_D - x_{eD}}}$$

căruia îi corespunde schema echivalentă din figura 4.51, *a*.

Considerînd $x_{eD} \approx x_{md}$, ceea ce cu o bună aproximație corespunde realității, rezultă:

$$x\tau_{de} = x_D - x_{eD} \cong x_D - x_{md} = x_{\sigma D}\,; \qquad x_e - x_{eD} \approx x_e - x_{md} = x\tau_{de} = x_{\sigma e} \tag{4.100}$$

iar reactanța supratranzitorie devine:

$$x''_d = x_\sigma + \frac{1}{1/x_{md} + 1/x_{\tau e} + 1/x_{\sigma D}} \tag{4.101}$$

și schema echivalentă se simplifică (fig. 4.51, *b*).

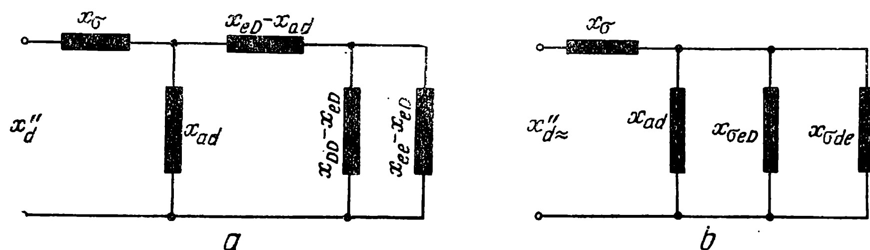


Fig. 4.51. Schemele echivalente ale reactanțelor din axa longitudinală:
a — schema echivalentă exactă a reactanței x''_d; *b* — schema echivalentă a reactanței x''_d în cazul aproximației $x_{eD} \simeq x_{ad}$, ($x_{ad} = x_{md}$; $x_{DD} = x_D$; $x_{ee} = x_e$).

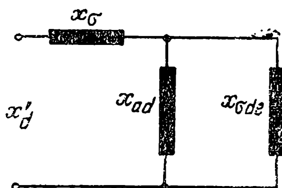


Fig. 4.52. Schema echivalentă a reactanței x'_d.

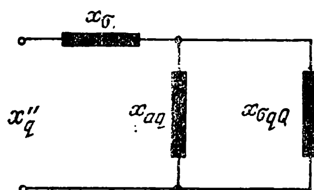


Fig. 4.53. Schema echivalentă a reactanței x''_q din axa transversală, $x_{\tau qQ} = x_{\tau Q}$

În momentul cînd $i_D = 0$ reactanța $x_d(t)$ ia valoarea x'_d care se poate pune sub forma:

$$x'_d = x_d - \frac{x^2_{mq}}{x_e} = x_\sigma + x_{md} - \frac{x^2_{md}}{x_{md} + x_{\sigma e}} = x_\sigma + \frac{1}{1/x_{\sigma e} + 1/x_{md}}; \quad (4.102)$$

schema echivalentă este prezentată în figura 4.52.

Procedînd în mod similar cu reactanța sincronă supratranzitorie transversală se obține:

$$x''_q = x_q - \frac{x^2_{mq}}{x_Q} = x_\sigma + x_{mq} - \frac{x^2_{mq}}{x_{\sigma q} + x_{mq}} = x_\sigma + \frac{1}{1/x_{mq} + 1/x_{\sigma Q}} \quad (4.103)$$

pentru care corespunde schema echivalentă din figura 4.53.

Se constată că toate reactanțele x''_d, x'_d, x''_q au ordinul de mărime comparabil cu al reactanțelor de scăpări.

Considerînd că $x_{eD} \approx x_{md}$ pe baza relațiilor (4.100) reactanța operațională longitudinală $x_d(s)$ din (4.91) se poate pune sub forma:

$$x_d(s) = x_\sigma + \frac{1}{1/x_{md} + s/(r_e + s \cdot x_{\sigma e}) + s/(r_D + s \cdot x_{\sigma D})}. \quad (4.104)$$

Reactanța operațională transversală $x_q(s)$ din (4.91) devine:

$$x_q(s) = x_\sigma + \frac{1}{1/x_{mq} + s/(r_Q + s \cdot x_{\sigma Q})}; \quad x_Q = x_{\sigma Q} + x_{mq} \quad (4.105)$$

4.22.2. CONSTANTELE DE TIMP ALE MAȘINII SINCRONE

În expresia parametrilor operaționali intervin mai multe constante de timp, unele din aceste constante de timp au fost calculate în funcție de parametrii circuitelor; rămîne să se calculeze constantele T'_{d0}, T''_{d0} care rezultă din ecuația:

$$1 + s(T_e + T_D) + s^2 \sigma_{eD} T_e T_D = 0 \quad (4.106)$$

și constantele T'_d, T''_d care rezultă din ecuația:

$$1 + s(\sigma_{de} T_e + \sigma_{Dd} T_D) + s^2 \frac{x''_d}{x'_d} \sigma_{eD} T_e T_D = 0. \quad (4.107)$$

Rezolvarea ecuațiilor (4.106) și (4.107) conduce la expresii complicate pentru constantele de timp, din această cauză vom deduce relații aproximative pentru aceste constante, însă suficient de exacte pentru calcule practice.

Din expresia reactanței operaționale $x_d(s)$ rezultă:

$$T'_{d0} + T''_{d0} = T_e + T_D; \quad T'_{d0} T''_{d0} = \sigma_{eD} T_e T_D. \tag{4.108}$$

Știind că la mașinile sincrone normale $T_e \gg T_D$ și $T'_{d0} \gg T''_{d0}$ rezultă $T'_{d0} \approx T_e$ și $T''_{d0} \approx \sigma_{eD} T_D$ (cu T'_{d0} s-a notat constanta de timp a regimului tranzitoriu, cînd nu intervine înfășurarea de amortizare).

De asemenea din expresia lui $x_d(s)$ rezultă:

$$T'_d + T''_d = \sigma_{de} T_e + \sigma_{dD} T_D; \quad T'_d T''_d = \frac{x''_d}{x_d} \sigma_{eD} T_e T_D. \tag{4.109}$$

Considerînd $T'_d \gg T''_d$ rezultă:

$$T'_d \approx \frac{1}{r_e}\left(x_{\sigma e} + \frac{1}{1/x_{md} + 1/x_\sigma}\right); \quad T''_d = \frac{1}{r_D}\left(x_{\sigma D} + \frac{1}{1/x_{md} + 1/x_\sigma + 1/x_{\sigma e}}\right). \tag{4.110}$$

În cadrul aproximațiilor făcute, constantele de timp obținute au următoarele semnificații:

T'_{d0} — constanta de timp a înfășurării de excitație, cînd toate celelalte înfășurări sînt deschise;

T''_{d0} — constanta de timp a înfășurării de amortizare cînd înfășurarea de excitație este scurtcircuitată și are rezistența neglijabilă, iar înfășurarea indusului este deschisă;

T'_d — constanta de timp a înfășurării de excitație, înfășurarea indusului fiind scurtcircuitată, iar înfășurarea de amortizare fiind deschisă;

T''_d — constanta de timp a înfășurării de amortizare, înfășurarea de excitație și înfășurarea indusului fiind scurtcircuitată.

Pentru axa tranversală T_Q reprezintă constanta de timp a înfășurării de amortizare, celelalte înfășurări fiind deschise;

T''_q este constanta de timp a înfășurării de amortizare, înfășurarea indusului fiind scurtcircuitată. În tabelul 4.3 se dau valorile uzuale ale parametrilor mașinii sincrone.

4.22.3. CALCULUL CURENȚILOR i_d ȘI i_q

Înlocuind fluxurile $\overline{\psi}_d$ și $\overline{\psi}_q$ date de (4.90) și (4.92) în primele două ecuații din (4.88) se obține:

$$[r + px_d(s)] \cdot \overline{i}_d - x_q(s)\,\overline{i}_q = -\overline{U}_d + sG_Q(s)\,\psi_{Q0} - sG_D(s)\,\psi_{D0} + s\psi_{d0} - $$
$$-G_E(s)\,[(\overline{U}_e + s\psi_{e0})] = \overline{U}'_d \tag{4.111}$$

$$x_d(s)\overline{i}_d + [r + sx_q(s)]\,\overline{i}_q = -\overline{U}_q - sG_Q(s)\,\psi_{Q0} - sG_D(s)\,\psi_{D0} + s\psi_{q0} -$$
$$-G_E(s)\,[\overline{U}_e + \psi_{e0}\cdot s] = \overline{U}'_q.$$

TABELUL 4.3. **Valorile uzuale ale parametrilor mașinii sincrone**

Parametrii	Turbogeneratoare bipolare	Hidrogeneratoare cu înfășurare de amortizare	Motoare sincrone
x_d (u, r)	1,10 (0,95 ... 1,45)	1,15 (0,60 ... 1,45)	1,8 (1,5 ... 2,2)
x_q (u, r)	1,07 (0,92 ... 1,47)	0,75 (0,40 ... 1,00)	1,15 (0,95 ... 1,4)
x'_d (u, r)	0,155 (0,12 ... 0,21)	0,37 (0,20 ... 0,50)	0,40 (0,30 ... 0,60)
x''_d (u, r)	0,090 (0,07 ... 0,14)	0,24 (0,13 ... 0,35)	0,25 (0,18 ... 0,38)
x''_q (u,r)	0,10 (0,08 ... 0,15)	0,24 (0,13 ... 0,35)	0,24 (0,17 ... 0,37)
x_0 (u, r)	0,015 ... 0,08	0,02 ... 0,20	0,02 ... 0,15
x_p (u, r)	0,090 (0,07 ... 0,14)	0,32 (0,17 ... 0,40)	0,34 (0,23 ... 0,45)
r_a (u, r)	0,003 ... 0,008	0,003 ... 0,008	0,004 ... 0,01
T'_{do} (s)	4,4 (2,8 ... 6,2)	5,6 (1,5 ... 9,5)	9 (6,0 ... 11,5)
T'_d (s)	0,6 (0,35 ... 0,90)	1,8 (0,5 ... 3,3)	2 (1,2 ... 2,8)
T''_d (s)	0,035 (0,02 ... 0,05)	0,055 (0,01 ... 0,035)	0,035 (0,02 ... 0,05)
T_a (s)	0,09 (0,04 ... 0,15)	0,15 (0,03 ... 0,25)	0,17 (0,1 ... 0,3)

Rezolvînd sistemul (4.111) rezultă următoarele expresii pentru curenții $\bar{i}_d$ și $\bar{i}_q$:

$$\bar{i}_d = \frac{x_q(s)\,\overline{U}'_q - [r + s x_q(s)]\,\overline{U}'_d}{x_d(s)\,x_q(s) + [r + s x_d(s)][r + s x_q(s)]}$$
$$\bar{i}_q = \frac{x_d(s)\,\overline{U}'_d + [r + s x_d(s)]\,\overline{U}'_q}{x_d(s)\,x_q(s) + [r + s x_d(s)][r + s x_q(s)]} \qquad (4.112)$$

unde $\overline{U}'_d$ și $\overline{U}'_q$ se numesc *tensiuni reduse.*

Dacă se neglijează rezistența statorului, ceea ce în general este admisibil, se obțin expresiile simplificate ale curenților $\bar{i}_d$ și $\bar{i}_q$:

$$\bar{i}_d = \frac{\overline{U}'_q - s\cdot\overline{U}'_d}{(s^2 + 1)x_d(s)}; \quad \bar{i}_q = \frac{\overline{U}'_d + s\,\overline{U}'_q}{(s^2 + 1)x_q(s)} \qquad (4.113)$$

4.23. FENOMENE TRANZITORII ÎN MAȘINA SINCRONĂ [1], [2], [33], [39], [45]

4.23.1. SCURTCIRCUITUL TRIFAZAT BRUSC AL MAȘINII SINCRONE

Scurtcircuitul trifazat brusc se studiază cu ajutorul ecuațiilor mașinii sincrone prin particularizări corespunzătoare. Se va considera generatorul sincron în gol, fără sistem de forțare a excitației; rezultă condițiile inițiale $i_{d0} = i_{q0} = i_{D0} = i_{Q0} = 0$; $\overline{U}_e = U_e/s = \frac{r_e i_e}{s}$, i_{e0} fiind curentul de excitație

pînă în momentul producerii scurtcircuitului. Pentru valorile inițiale ale fluxurilor rezultă

$$\psi_{d0} = x_{md}\, i_{e0}; \quad \psi_{q0} = 0; \quad \psi_{D0} = x_{eD}\, i_{e0}; \quad \psi_{Q0} = 0; \quad \psi_{e0} = x_e\, i_{e0} \qquad (4.114)$$

iar la scurtcircuit $\overline{U}_q = \overline{U}_d = 0$; expresiile tensiunilor reduse sînt:

$$\overline{U}'_d = 0; \quad \overline{U}'_q = -\, x_{md}\, i_{e0}/s = e_{0m}/s; \quad e_{0m} = -\, x_{md}\, i_{e0}. \qquad (4.115)$$

a) Curentul statoric i_{AK} se calculează cu ajutorul relațiilor (4.112) care devin:

$$\bar{i}_d \cong \frac{1}{s^2 + 1 + sr\left[\dfrac{1}{x_d(s)} + \dfrac{1}{x_q(s)}\right]} \cdot \frac{e_{0m}}{s \cdot x_d(s)}; \qquad (4.116)$$

$$\bar{i}_q = \frac{e_{0m}}{x_q(s)} \cdot \frac{1}{s^2 + 1 + sr\left[\dfrac{1}{x_d(s)} + \dfrac{1}{x_q(s)}\right]}$$

unde s-au neglijat termenii în r^2 de la numitorii fracțiilor (4.112), precum și termenul în r de la numărătorul expresiei curentului $\bar{i}_q$. În expresia $\dfrac{1}{x_d(s)} + \dfrac{1}{x_q(s)}$ se neglijează rezistențele r_D, r_e, r_Q și rezultă $x_d(s)\,|_{r_D = r_e = 0} = x''_d$; $x_q(s)\,|_{r_Q = 0} = x''_q$. Cu notația $\alpha = \dfrac{1}{T_a} = \dfrac{r}{2}\left(\dfrac{1}{x''_d} + \dfrac{1}{x''_q}\right)$ se obține:

$$\bar{i}_d = \frac{e_{0m}}{s x_d(s)} \cdot \frac{1}{s^2 + 2s\alpha + 1}; \quad \bar{i}_q = \frac{e_{0m}}{x_q(s)}\, \frac{1}{s^2 + 2s\alpha + 1}. \qquad (4.117)$$

Originalul imaginii $1/(s^2 + 2s\alpha + 1)$ este $e^{-\alpha\tau} \cos\tau$ dacă $\alpha \ll 1$, iar a imaginii $1/s x_d(s)$ este $1/x_d(t)$.

Aplicînd teorema convoluției se determină originala curentului

$$i_d(\tau) = e_{0m} \int_0^{\tau} e^{-\alpha t} \cos t \,\frac{dt}{x_d(\tau - t)} =$$

$$= e_{0m}\left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right) e^{-\tau/T'_d} + \left(\frac{1}{x''_d} + \frac{1}{x'_d}\right) e^{-\tau/T''_d} \cos\tau\right]; \qquad (4.118)$$

s-a considerat $T'_d < T''_d$ și $T''_{d0} < T'_d$.

În mod similar se determină originalul curentului $\bar{i}_q$:

$$i_q(\tau) = \frac{e_{0m}}{x''_q} e^{-\tau/T_a} \sin\tau; \; sT''_Q \gg 1; \; sT''_q \gg 1. \qquad (4.119)$$

Curentul prin faza AX este:

$$i_{AK} = i_d \cos\theta - i_q \sin\theta \qquad (4.120)$$

unde $\theta = \omega_1 t + \theta_0 = \tau + \theta_0$. Din (4.118), (4.119) și (4.120) rezultă:

$$i_{AK} = e_{0m}\left[\frac{1}{x_d} + \left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right) e^{-\tau/T'_d} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right) e^{-\tau/T''_d}\right] \cdot$$
$$\cdot \cos(\tau + \theta_0) - \frac{e_{0m}}{x_m} e^{-\tau/T_a} \cos\theta_0 + \frac{e_{0m}}{x_n} e^{-\tau/T_a} \cos(2\iota + \theta_0), \qquad (4.121)$$

unde s-a notat: $x_m = 2x_d'' x_q''/(x_d'' + x_q'')$ și $x_n = \frac{2x_d'' x_q''}{x_d'' - x_q''}$; componenta simetrică a curentului de scurtcircuit i_{AK} (termenul care conține paranteza dreaptă) este formată din:

$$i_{k3} = \frac{e_{0m}}{x_d} \cos(\tau + \theta_0) \text{ — componenta staționară,}$$

$$i_d' = e_{0m} \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d}\right) e^{-\tau/T_d'} \cos(\tau + \theta_0) \text{ — componenta tranzitorie,}$$

$$i_d'' = e_{0m} \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'}\right) e^{-\tau/T_d''} \cos(\tau + \theta_0) \text{ — componenta supratranzitorie (sau}$$

o altă denumire: subtranzitorie).

Termenul $i_a = -\frac{e_{0m}}{x_m} e^{-\tau/T_a} \cos\theta_0$ reprezintă componenta asimetrică.

Termenul $i_n = \frac{e_{0m}}{x_n} e^{-\tau/T_a} \cos(2\tau + \theta_0)$ este componenta de frecvență dublă în raport cu fundamentala și are o amplitudine relativ mică fiind invers proporțională cu x_n.

Această componentă apare ca o reflectare, prin intermediul rotorului, a componentei aperiodice din stator.

Se constată că i_{AK} are valoarea maximă la $\theta_0 = 0$ și $\tau = \pi$:

$$i_{Ak\,max} = \frac{e_{0m}}{x_d''} (e^{-\pi/T_d''} + e^{-\pi/T_a''}) \cong 1{,}8\, e_{0m}/x_d''. \qquad (4.121,\ a)$$

În cazul scurtcircuitării mașinii sincrone la mersul în sarcină, curentul este mai mare decît în cazul scurtcircuitului la mers în gol. Se consideră că această creștere este de ordinul 10%, adică $i_{AK\,max} = 1{,}1 \cdot 1{,}8\, U_{m0}/x_d''$.

Curenții i_{BK} și i_{CK} se deduc din i_{AK} unde timpul sincron τ devine $\tau - \frac{2\pi}{3}$ și respectiv $\tau - \frac{4\pi}{3}$.

b) Curentul în circuitul de excitație $\bar{i}_e$ se deduce pe baza ultimelor două ecuații din (4.89):

$$\bar{i}_e = i_{e0} \left\{\frac{1}{s} - \frac{x_{md}^2 (x_D - x_{eD})}{x_d'' (x_e x_D - x_{eD}^2)} \cdot \frac{s + 1/T_D''}{s^2 + 1} \cdot \frac{1}{(s + 1/T_d')(s + 1/T_d'')}\right\} \qquad (4.122)$$

unde $T_D'' = \mu_D T_D$ și s-a utilizat relația $T_d' T_d'' = \frac{x_d''}{x_d} \sigma_{eD} T_e T_D$; de asemenea s-au utilizat relațiile (4.113), (4.114) și (4.115).

Originalul factorului $(s + 1/T_D'')/(s^2 + 1)$ este $\cos\tau + \frac{\sin\tau}{T_D''}$, iar originalul factorului $1/\left(s + \frac{1}{T_d'}\right)(s + 1/T_d'')$ este

$$\frac{T_d' T_a''}{T_d' - T_d''} (e^{-\tau/T_d'} - e^{-\tau/T_d''}).$$

Primul termen din (4.122) este chiar curentul i_{e0}, iar originalul celui de-al doilea termen se determină cu teorema convoluției și rezultă:

$$i_e(\tau) = i_{e0}\left\{1 - \frac{x_{md}^2 (x_D - x_{eD})\lambda}{x_d'' (x_e x_D - x_{eD}^2)}\left[\left(\frac{1}{T_D''} - \frac{1}{T_d'}\right) e^{-\tau/T_d'} + \right.\right.$$

$$\left.\left. + \left(\frac{1}{T_d''} - \frac{1}{T_D''}\right) e^{-\tau/T_d''} + \left(\frac{1}{T_D''} \sin \tau + \cos \tau\right)\left(\frac{1}{T_d'} - \frac{1}{T_d''}\right) e^{-\tau/T_a}\right]\right\};$$

$$\lambda = \frac{T_d' \, T_d''}{T_d'' - T_d'} \tag{4.123}$$

Curentul de excitație revine la valoarea inițială i_{e0} după amortizarea regimului tranzitoriu.

c) Curentul din circuitul longitudinal de amortizare rezultă tot din ecuațiile (4.89):

$$\bar{i}_D = -\frac{x_{md}^2 (x_e - x_{eD})\, i_{e0}}{x_d'' (x_e\, x_D - x_{eD}^2)} \cdot \frac{s + 1/T_e'}{s^2 + 1} \cdot \frac{1}{(s + 1/T_d')\left(s + \frac{1}{T_d''}\right)};$$

$$T_e' = \mu_e \, T_e. \tag{4.124}$$

Procedînd ca și în cazul curentului de excitație, se obține originalul $i_D(t)$:

$$i_D(t) = -\frac{x_{md}^2 (x_e - x_{eD})\, i_e(0) \cdot \lambda}{x_d'' (x_e\, x_D - x_{eD}^2)}\left[(1/T_e' - 1/T_d')\, e^{-\tau/T_d'} + \right.$$

$$\left. + (1/T_d'' - 1/T_e')\, e^{-\tau/T_d''} + \left(\frac{\sin \tau}{T_e'} + \cos \tau\right)(1/T_d' - 1/T_d'')\, e^{-\tau/T_a}\right]. \tag{4.125}$$

La $\tau = 0$ și $\tau = \infty$ curentul $i_D(t)$ este nul.

Abstracție făcînd de factorul $1/T_e'$, curentul i_D are o comportare similară cu componenta tranzitorie a curentului de excitație i_e, fapt explicabil prin aceea că înfășurările *e* și *D* sînt foarte strîns cuplate magnetic.

d) Curentul din circuitul transversal de amortizare rezultă direct din ecuațiile:

$$0 = r_Q \bar{i}_Q + s(\bar{\psi}_Q - \psi_{Q0}); \quad \bar{\psi}_Q = x_{\tau Q} \bar{i}_Q + x_{mq}(i_q + \bar{i}_Q);$$

$$\bar{i}_q = \frac{-x_{md}\, i_{e0}}{(s^2 + 1)\, x_q(s)}. \tag{4.126}$$

După efectuarea calculelor se obține:

$$\bar{i}_Q = \frac{x_{mq}\, x_{md}\, i_{e0}}{x_Q\, x_q''} \cdot \frac{s}{s^2 + 1} \cdot \frac{1}{s + 1/T_q''} \tag{4.127}$$

iar originalul curentului i_Q se scrie sub forma:

$$i_Q(\tau) = \frac{x_{mq}\, x_{md}\, i_e(0)}{x_Q\, x_q''}\left[\left(\sin \tau + \frac{\cos \tau}{T_q''}\right) e^{-\tau/T_a} - \frac{1}{T_q''}\, e^{-\tau/T_q''}\right]. \tag{4.128}$$

Avînd curenții în cele 5 înfășurări, din relația (4.85) rezultă cuplul electromagnetic:

$$m(\tau) = x_{md} i_q (i_d + i_e + i_D) + x_{mq} i_q (i_Q - i_q). \qquad (4.129)$$

În figura 4.54 sînt reprezentați în funcție de timp curenții i_d, i_q, i_A, i_B, i_C, i_e, i_D, i_Q precum și cuplul electromagnetic m. Se constată o scădere rapidă a curenților statorici odată cu scăderea curentului în circuitele de amortizare în primele momente de după apariția scurtcircuitului, după care urmează o scădere mai lentă, odată cu scăderea curentului de excitație.

4.23.2. CALCULUL CURENTULUI DE SCURTCIRCUIT BRUSC TRIFAZAT PE BAZA CONSERVĂRII FLUXULUI MAGNETIC

Pe baza principiului conservării fluxului magnetic se pot calcula aproximativ curenții de scurtcircuit pentru anumite cazuri, cu un volum de calcule redus. Ecuația unui circuit imobil este de forma: $u_b = Ri + \frac{d\varphi}{dt}$; dacă circuitul este supraconductor ($R=0$) și are loc un scurtcircuit brusc ($u_b = 0$) la $t = 0$, atunci $\frac{d\varphi}{dt} = 0$ pentru $t>0$, adică $\varphi = \text{const.}$, de unde și denumirea de principiul conservării fluxului magnetic pentru circuite supraconductoare. În cazul mașinilor electrice există și circuite mobile și acest principiu are o altă formă. Se consideră că mașina sincronă funcționează în gol și tensiunea la borne $u_{sR} = j\,\varphi_{s0} = jI_e\, x_{md}$; la $\tau = 0$ are loc scurtcircuitul ($u_{sR} = 0$) și în sistemul FR ecuația de tensiune statorică devine:

$$u_{sR} = 0 = \frac{d\varphi_{sR}}{d\tau} + j\varphi_{sR}. \qquad (4.130)$$

Din această ecuație și $\varphi_{sR} = \varphi_{s0}$ la $\tau = 0$ rezultă:
$\varphi_{sR} = \varphi_{s0}\, e^{-j\tau}$. Deoarece la $\tau = 0$ fluxul magnetic care înlănțuie înfășurarea de excitație este $\varphi_e = I_e\, x_e$ iar la $\tau > 0$ este $\varphi_e = x_e\, i_e + i_{sR}\, x_{ad}$ rezultă $I_e\, x_e = x_e i_e + i_{sR}\, x_{ad}$. Fluxul magnetic $\varphi_{sR} = \varphi_{s0} e^{-j\tau} = i_{sR}\, x_d + x_e\, x_{ad}$, iar după efectuarea calculelor rezultă:

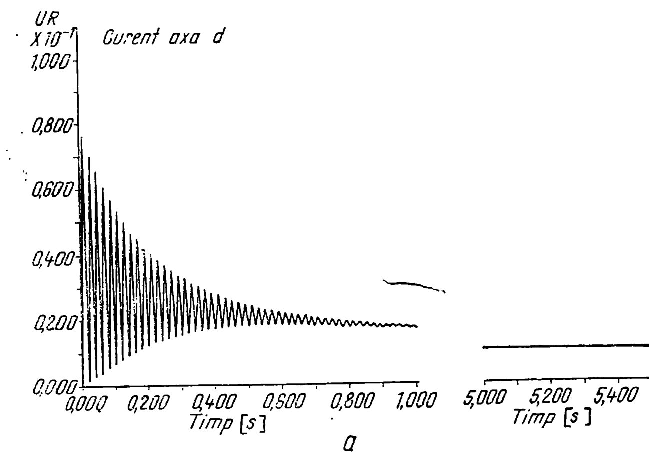
$$i_{sR} = -U_s\, (e^{-j\tau} - 1)/jx_d'. \qquad (4.131)$$

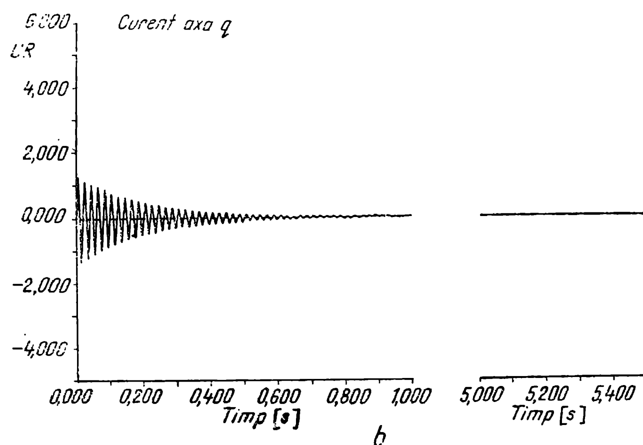
În sistemul FS curentul $i_s = i_{sR}\, e^{j\tau} = u_s(1 - e^{j\tau})/j\,.x_d'$, iar curentul din faza AX este $i_A = Re\,[i_s] = u_s\,(1 - \cos\tau)/x_d'$. Curentul pornește de la valoarea inițială zero și dacă nu este amortizat (circuitul s-a considerat supraconductor), atunci valoarea maximă a curentului i_A este atinsă la $\tau = \pi$. Scurtcircuitul s-a presupus că apare în momentul $\tau = 0$, cînd direcția d coincide cu axa magnetică a fazei statorice Ax.

În cazul în care se consideră și înfășurarea de amortizare fluxul magnetic statoric în FR este:

$$\varphi_{sR} = \varphi_{s0}\, e^{-j\tau} = I_e \cdot x_{ad} e^{-j\tau} = i_{sR}\, x_d + i_e\, x_{ad} + i_D\, x_{ad}. \qquad (4.132)$$

În același timp fluxul magnetic care înlănțuie înfășurarea de excitație este $\varphi_e = \varphi_{e0} = I_e\, x_e = i_{sR}\, x_{ad} + x_e\, i_e + i_D\, x_{ad}$ iar pentru înfășurarea de





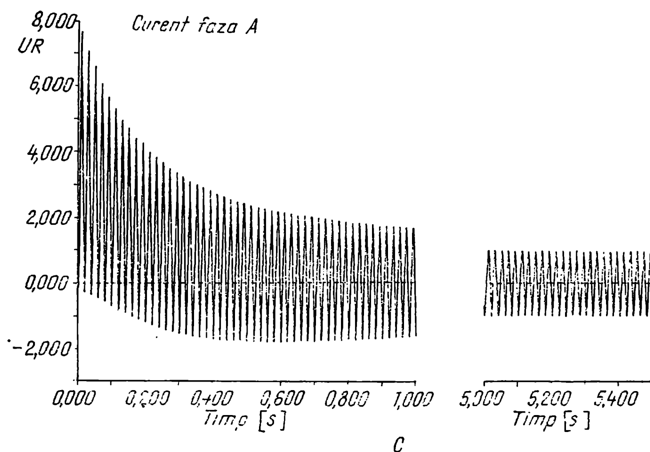
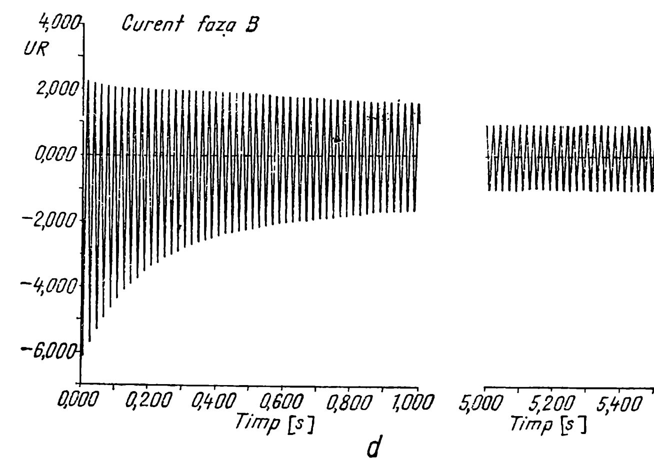
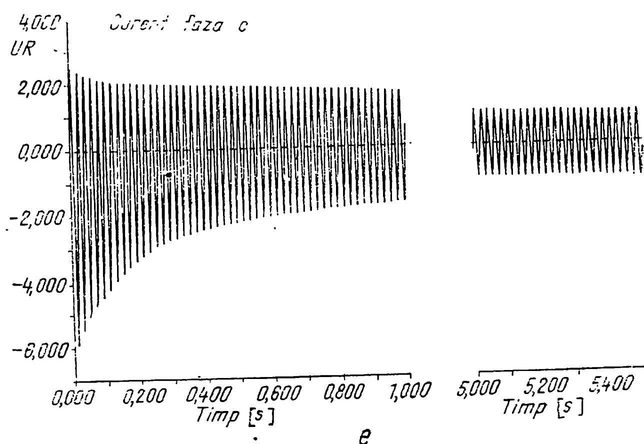


Fig. 4.54. Variația curentului i_d din circuitul d (a); variația curentului i_q din circuitul q (b); variația curentului i_A din faza A (c)





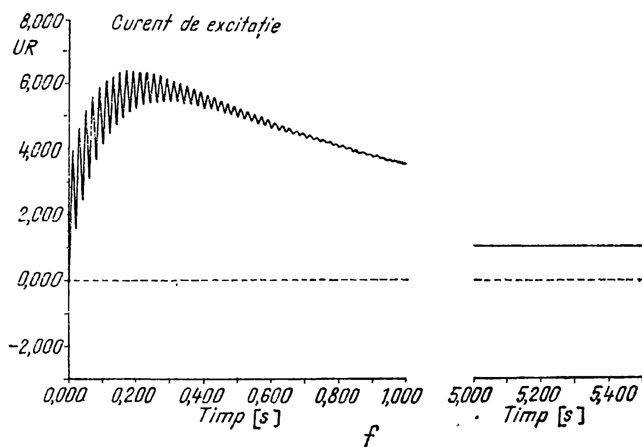
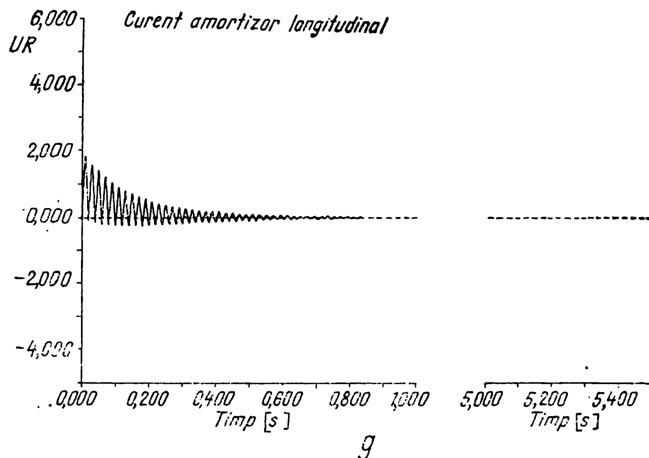
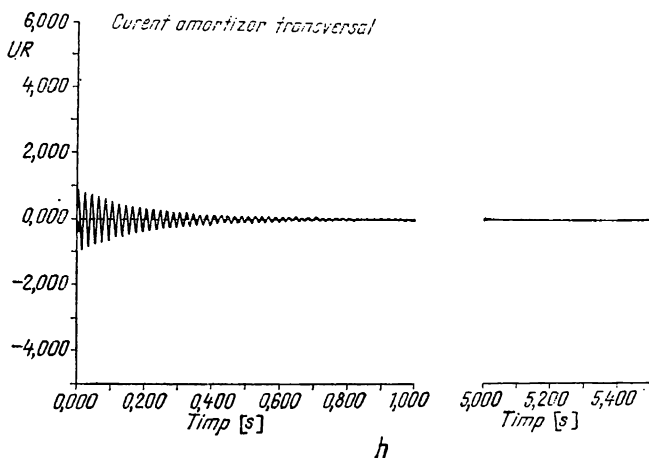


Fig. 4.54. Variaţia curentului i_B din faza *B* (*d*); variaţia curentului *i*C din faza *C* (*e*); variaţia curentului de excitaţie i_e (*c*).





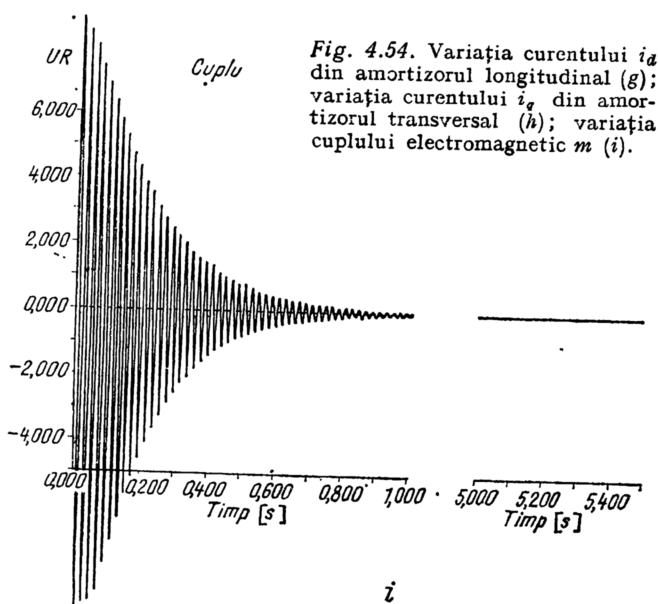


Fig. 4.54. Variaţia curentului i_d din amortizorul longitudinal (*g*); variaţia curentului i_q din amortizorul transversal (*h*); variaţia cuplului electromagnetic m (*i*).

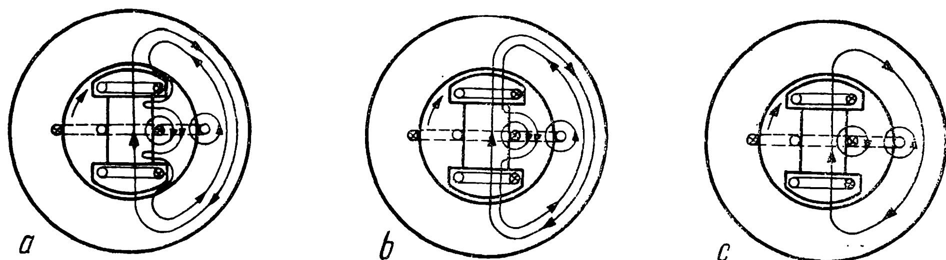


Fig. 4.55. Liniile cîmpului magnetic produs de curenții de scurtcircuit din indus în primele momente după producerea scurt circuitului:

a — cînd există curenți induși în înfășurarea de amortizare; *b* — cînd curenții din înfășurarea de amortizare au dispărut, dar există curenți induși în înfășurarea de excitație; *c* — cînd curenții induși de înfășurarea de excitație au dispărut.

amortizare $\varphi_D = \varphi_{D0} = I_e x_{ad} = i_{sR} x_{ad} + i_e x_{ad} + i_D x_D$. S-a făcut aproximația: $x_{De} \approx x_{ad}$. Din relațiile stabilite rezultă

$$i_{sR} = -\frac{u_s}{j}(1-e^{-j\tau})/x_d''. \tag{4.133}$$

Trecînd în sistemul FS se obține $i_s = i_{sR}\, e^{-j\tau}$ și $i_A = \frac{u_s}{x_d''}\cdot(1-\cos\tau)$. Curentul atinge valoarea maximă în momentul $\tau = \pi$, dacă nu ar exista amortizare: $i_{Ak\,max} = 2U_s/x_d'' = 2\,e_{om}/x_d''$; comparînd cu relația (4.121, *a*) rezultă că în acest caz calculul conduce la o eroare de ordinul a 10%.

Aceste rezultate sînt valabile numai în primele momente ale scurtcircuitului, deoarece după aceea atît în circuitul statoric cît și în cel rotoric intervine efectul amortizării. Curenții din circuitul de excitație și din circuitele de amortizare scad cu atît mai repede cu cît constanta de timp a circuitului este mai mică. La toate construcțiile cunoscute, constanta de timp a circuitului de amortizare este mai mică decît constanta de timp a circuitului de excitație. De aceea dispar întîi curenții induși în înfășurarea de amortizare, iar apoi curenții induși în înfășurarea de excitație. În figura 4.55 se reprezintă liniile cîmpului magnetic produs de curenții din indus care evidențiază semnificația reactanței tranzitorii x_d' și a reactanței supratranzitorii x_d''. După dispariția curenților induși în înfășurarea de excitație se ajunge la scurtcircuitul permanent: $i_{Ak} = u_s/x_d = E_0/x_d$ $(I_{K1} = E_0/X_d)$.

Pe baza relațiilor de mai sus se obține expresia cuplului electromagnetic sub forma:

$$m = e_{0m}^2\left[\frac{\sin\tau}{x_d''} - \frac{1}{2}\left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_q''}\right)\sin 2\tau\right]; \tag{4.134}$$

pentru valorile uzuale ale parametrilor valoarea maximă a cuplului $m_{max} \approx 10$.

4.23.3. SCURTCIRCUITUL BIFAZAT BRUSC AL MAȘINII SINCRONE

Calculul curenților la scurtcircuitul brusc bifazat se face pe baza sistemului de ecuații (4.112), avînd în vedere curenții din faze: $i_A = 0$, $i_B = i_C$ și tensiunile $u_B = u_C$ (fig. 4.56). Curentul reprezentativ $i_s = \frac{2}{3}(a - a^2)\, i_B =$

$= i_B j \frac{2}{\sqrt{3}}$ este perpendicular pe direcția axei magnetice a înfășurării fazei AX. Un calcul aproximativ, dar suficient de exact pentru primele momente, se poate face considerînd circuitele mașinii sincrone supraconductoare.

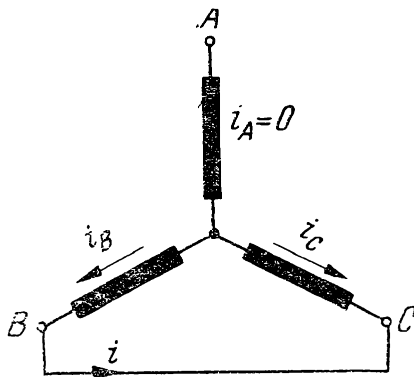


Fig. 4.56. Scurtcircuit bifazat.

La generatoarele sincrone sînt mai frecvente scurtcircuite între două faze, decît cele între trei faze. În general, scurtcircuitele asimetrice ale unui grup format din transformator și generator apar pe partea de înaltă tensiune a transformatorului. Deoarece la generator nu este scos punctul neutru, nu există nici tensiuni, nici curenți homopolari.

Valoarea inițială a momentului de scurtcircuit depinde de poziția rotorului față de axa înfășurării statorice, în momentul scurtcircuitării. La scurtcircuitul bifazat permanent pe lîngă cîmpul magnetic direct, există și cîmpul magnetic invers. Din această cauză, în expresiile componentelor periodice intervine și reactanța inversă X_2. Pentru calculul curentului de scurtcircuit permanent se utilizează metoda componentelor simetrice. Curenții de succesiune directă I_1 și de succesiune inversă I_2 sînt egali și de semn schimbat.

$$\underline{I}_1 = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + a\underline{I}_B + a^2\underline{I}_C) = j\underline{I}_B/\sqrt{3};\ \underline{I}_2 = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + a^2\underline{I}_B + a\underline{I}_C) = -j\underline{I}_B/\sqrt{3}. \tag{4.135}$$

Similar se deduce că $\underline{U}_1 = \underline{U}_2$. Sistemul de t.e.m. este de succesiune directă (rotorul are viteză sincronă și fazele sînt simetrice, iar curentul de excitație constant). Ecuațiile de tensiuni pentru succesiunea directă și pentru succesiunea inversă sînt:

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_0 - \underline{Z}_1\underline{I}_1;\ \underline{U}_2 = -\underline{Z}_2\underline{I}_2 = \underline{Z}_2\underline{I}_1. \tag{4.136}$$

Din aceste ecuații rezultă $\underline{I}_1 = -\underline{I}_2 = \underline{E}_0/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2)$. Dacă se neglijează rezistențele din impedanța de succesiune directă $\underline{Z}_1$ și impedanța de succesiune inversă $\underline{Z}_2$ rezultă:

$$\underline{I}_B = -\underline{I}_C = \underline{I}_{k2} = \underline{I}_0 + a^2\underline{I}_1 + a\underline{I}_2 \cong \frac{-j\sqrt{3}E_0}{X_d + X_2};\ I_0 = 0;\ X_1 = X_d. \tag{4.137}$$

Reactanța directă X_1 coincide cu X_d, iar reactanța inversă X_2 are o valoare mică de ordinul de mărime al reactanțelor de dispersie; curentul $I_{k2} > I_{k1}$.

În regimul tranzitoriu al scurtcircuitului bifazat, reactanțele se comportă la fel ca în cazul scurtcircuitului trifazat, adică la $t = 0$ au o valoare mică (x_d'', x_q'') și apoi cresc pînă la valorile stabilizate (x_d, x_q). Reactanța inversă X_2 are practic o valoare constantă pe toată durata scurtcircuitului.

Expresia curentului de scurtcircuit bifazat în regim tranzitoriu se calculează în acelaşi mod ca şi curentul de scurtcircuit trifazat:

$$i_B = i_{k2} = \sqrt{3}\, e_{0m} \left\{ \left[\frac{1}{x_d + x_2} + \left(\frac{1}{x_d'' + x_2} - \frac{1}{x_d' + x_2} \right) e^{-\tau/T_{d2}''} + \right.\right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{x_q' + x_2} - \frac{1}{x_d + x_2} \right) e^{-\tau/T_{d2}'} \right] \cos(\tau + \theta_0) + \left[\frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d'' + x_2} + \right.\right.$$

$$\left.\left.\left. + \frac{1}{x_q'' + x_2} \right) \cos\theta_0 + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{x_d'' + x_2} - \frac{1}{x_q'' + x_2} \right) \cos(2\tau + \theta_0) \right] e^{-\tau/T_{a2}} \right\}$$

unde:

$$T_{d2}'' = T_{d0}'' \frac{x_d'' + x_2}{x_d' + x_2}; \quad T_{d2}' = T_{d0} \frac{x_d' + x_2}{x_d + x_2}; \quad T_{a2} = x_2/r. \qquad (4.138)$$

Valoarea maximă a curentului se obţine la $\theta_0 = 0$ şi $\tau = \pi$, din (4.138) rezultă:

$$i_{k2\,max} = \sqrt{3}\, e_{0m} \cdot 1{,}8/(x_d'' + x_2). \qquad (4.139)$$

În cazul în care scurtcircuitul bifazat are loc la funcţionarea în sarcină atunci curentul maxim de scurtcircuit are valoarea aproximativă $1{,}1 i_{k2\,max}$.

Dacă scurtcircuitul are loc la o anumită distanţă pe linia de transmisie atunci la fiecare reactanţă din relaţia (4.138) se adaugă reactanţa liniei x_L.

Considerînd circuitele maşinii supraconductoare se obţine pentru cuplul electromagnetic expresia:

$$m_{k2} = \frac{2\, e_{0m}}{x_d'' + x_2} (\sin\tau - 0{,}5 \sin 2\tau). \qquad (4.140)$$

Această expresie este valabilă în primele momente ale scurtcircuitului. Pentru valori uzuale ale parametrilor x_d'' şi x_2 cuplul maxim $m_{k2\,max} > 10$.

4.23.4. SCURTCIRCUITUL MONOFAZAT BRUSC AL MAŞINII SINCRONE

Un raţionament similar cu cel de la scurtcircuitul bifazat se poate face şi pentru scurtcircuitul monofazat. În acest caz apare în plus componenta monofazată a curenţilor statorici şi corespunzător impedanţa homopolară. Condiţiile de scurtcircuit sînt: $i_A = i_{k1}$, $i_B = i_C = 0$ şi $U_A = 0$ (fig. 4.57). Curenţii de succesiune directă I_1, de succesiune inversă I_2 şi de succesiune homopolară I_0 satisfac relaţia: $\underline{I}_1 = \underline{I}_2 = \underline{I}_0 = \underline{I}_A/3$. Ecuaţiile de tensiuni pentru fiecare succesiune sînt:

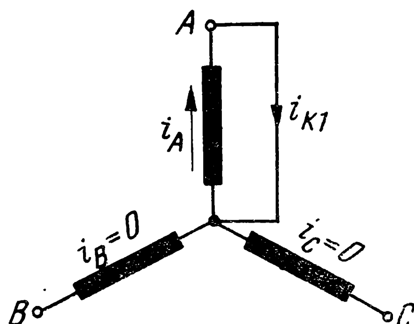


Fig. 4.57. Scurtcircuit monofazat.

$$\underline{U}_1 = \underline{E}_0 - \underline{I}_1 \underline{Z}_1; \quad \underline{U}_2 = -\underline{Z}_2 \underline{I}_2;$$

$$\underline{U}_0 = -\underline{Z}_0 \underline{I}_0. \qquad (4.141)$$

Adunînd relațiile (4.141) se obține:

$$\underline{U}_1 + \underline{U}_2 + \underline{U}_0 = \underline{U}_A = 0 = \underline{E}_0 - \frac{1}{3} \underline{I}_A (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0). \quad (4.142)$$

Din relația 4.142 rezultă curentul de scurtcircuit

$$I_A = I_{k1} = 3\underline{E}_0/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_0) = 3E_0/(X_d + X_2 + X_0) \quad (4.143)$$

deoarece rezistențele sînt mult mai mici decît reactanțele.

În regim tranzitoriu, curentul de scurtcircuit are expresia:

$$i_{k1} = i_A = -3\, e_{0m} \left[\frac{1}{x_d + x_2 + x_0} + \left(\frac{1}{x_d'' + x_2 + x_0} - \frac{1}{x_d' + x_2 + x_0} \right) \cdot \right.$$

$$\cdot\, e^{-\tau/T''_{d1}} + \left. \left(\frac{1}{x_d' + x_2 + x_0} - \frac{1}{x_d + x_2 + x_0} \right) e^{-\tau/T'_{d1}} \right] \cos(\tau + \theta_0) +$$

$$+ 3\, e_{m0} \left[0{,}5 \left(\frac{1}{x_d'' + x_2 + x_0} - \frac{1}{x_q + x_2 + x_0} \right) \cos(2\tau + \theta_0) + \frac{1}{2} \cdot \right.$$

$$\left. \cdot \left(\frac{1}{x_d'' + x_2 + x_0} + \frac{1}{x_q'' + x_2 + x_0} \right) \cdot \cos\theta_0 \cdot e^{-\tau/T'_{a1}} \right] \quad (4.144)$$

unde:

$$T'_{d1} = T_{d0} \frac{x_d' + x_2 + x_0}{x_d + x_2 + x_0}; \quad T''_{d1} = T''_{d0} \frac{x_d'' + x_2 + x_0}{x_d' + x_2 + x_0}$$

$$T'_{a1} = (x_a' + x_2 + x_0)/3r; \quad x_a' = 2x_d' \, x_q/(x_d' + x_q'').$$

Curentul maxim se obține la $\theta_0 = 0$ și $\tau = \pi$

$$i_{k1\,max} = 1{,}8 \cdot 3e_{0m}/(x_d'' + x_2 + x_0). \quad (4.145)$$

Pentru scurtcircuitul monofazat la funcționarea în sarcină curentul maxim are valoarea aproximativă 1,1 $i_{k1\,max}$.

În Europa, nulul generatorului nu se utilizează decît pentru protecția generatorului; de aceea, scurtcircuitul unei faze, practic nu are loc.

Făcînd o comparație a curenților de scurtcircuit în regim stabilizat se constată că valoarea cea mai mare o are curentul de scurtcircuit monofazat. Se poate scrie:

$$i_{k3} : i_{k2} : i_{k1} = 1 : \frac{\sqrt{3}}{1 + \frac{x_2}{x_d}} : \frac{3}{1 + \frac{x_2 + x_0}{x_d}}. \quad (4.146)$$

4.23.5. PENDULAȚIILE MAȘINII SINCRONE

a) *Pendulațiile mecanice ale mașinii sincrone și implicațiile lor asupra caracteristicilor electrice.* Generatoarele mari de putere sînt întotdeauna prevăzute cu două sisteme de reglaj, unul pentru adaptarea cuplului de antrenare, care acționează asupra vanelor de admisie ale motorului primar, și celălalt pentru adaptarea curentului de excitație, care acționează asupra

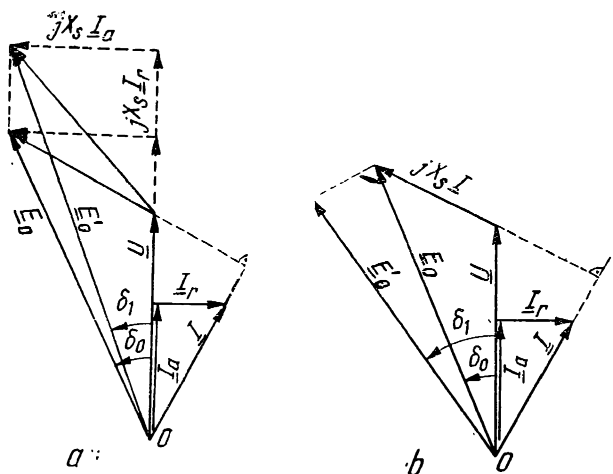


Fig. 4.58. Diagrame fazoriale:
a) $\delta_1 < \delta_0$; *b*) $\delta_1 > \delta_0$.

excitației mașinii excitatoare. În consecință, unghiul intern δ_0 la care funcționează un generator sincron este condiționat de cele două organe de reglaj, care impun puterea mecanică la arbore și tensiunea electromotoare E din schema echivalentă a mașinii.

Presupunem că la un moment dat se mărește brusc curentul de excitație, puterea activă debitată rămînînd constantă. Dacă generatorul debitează pe o rețea de putere foarte mare, atunci tensiunea U este constantă și, după cum se vede din figura 4.58, *a* unghiul intern scade la valoarea δ_1. Aceasta înseamnă că turația instantanee a rotorului scade pentru moment, axa polilor rotorici tinzînd să facă unghiul $\delta_1 < \delta_0$ față de axa polilor cîmpului învîrtitor rezultant. Dar, din cauza inerției maselor în rotație, atingerea noului unghi δ_1 staționar se face printr-un proces tranzitoriu de pendulare în jurul lui δ_1.

Dacă dimpotrivă, curentul de excitație se păstrează constant, dar se modifică brusc cuplul aplicat la arborele generatorului, puterea activă dată de produsul $I\cos\varphi$ crește și deoarece U și E rămîn constante rezultă o creștere a unghiului intern de la δ_0 la δ_1 (fig. 4.58, *b*). Trecerea de la δ_0 la δ_1 se face prin accelerarea rotorului iar stabilizarea la δ_1 se face tot printr-un proces de pendulare.

Pendulările descrise, care sînt caracterizate numai de elementele interne ale mașinii se numesc pendulări libere. În amortizarea acestor pendulări un rol esențial revine sistemului de bare de amortizare din rotor. Atunci cînd cuplul de antrenare al generatoarelor este neuniform (motoare cu piston) sau cînd cuplul de sarcină al motoarelor sincrone este neuniform (compresare cu piston), apar în mișcarea rotorului pendulații forțate care au loc cu frecvența de perturbație (frecvența cu care oscilează cuplul motor sau cuplul de sarcină).

b) *Ecuația de mișcare a rotorului mașinii sincrone* în sistemul FS este:

$$J\frac{\mathrm{d}\,\Omega}{\mathrm{d}\,t} = J\frac{\mathrm{d}^2\alpha}{\mathrm{d}\,t^2} = \frac{J}{p}\frac{\mathrm{d}^2\,\theta}{\mathrm{d}\,t^2} = M_1 - M_m - M_a - M;\ M < 0 \qquad (4.147)$$

unde M_m este cuplul corespunzător pierderilor mecanice, iar M_a cuplul asincron produs de sistemul de amortizare. În sistemul de referință sincron S ecuația de mișcare a rotorului se prezintă sub forma:

$$\frac{J}{p}\frac{d^2\delta}{dt^2} = M_1 - M_m - M_a - M; \quad M = \frac{3}{\Omega_1}\left[\frac{E_0 U}{X_d}\sin\delta + \left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\frac{U^2}{2}\sin 2\delta\right]. \tag{4.148}$$

Sistemul de referință sincron S este ales astfel încît este decalat cu unghiul electric δ față de sistemul FR (fig. 4.59), deci $\theta = \theta_k + \delta$ și $\frac{d\theta}{dt} = p\Omega = p\Omega_1 + \frac{d\delta}{dt}$ unde $\theta = p\alpha$ și $p\alpha_k = \theta_k$ (α_k și α sînt unghiuri geometrice).

Cuplul M_1 aplicat la axul mașinii poate avea o componentă medie M_{10} și o componentă variabilă în timp $M_1(t)$ deci $M_1 = M_{10} + M_1(t)$. Cuplul M_m depinde de teza Ω; reținînd primii doi termeni din dezvoltarea în serie Taylor în vecinătatea vitezei de sincronism Ω_1, se obține $M_m = M_m(\Omega_1) + \frac{dM_m}{d\Omega}(\Omega - \Omega_1) = M_m(\Omega_1) + \frac{1}{p}\frac{dM_m}{d\Omega}\left(\frac{d\delta}{dt}\right)$. Cuplul asincron M_a depinde de alunecare și deci de viteza Ω a rotorului: $M_a = M_a(\Omega_1) + \frac{dM_a}{d\Omega}\cdot\frac{1}{p}\cdot\frac{d\delta}{dt}$ dar $M_a(\Omega_1) = 0$. Cuplul electromagnetic M depinde de unghiul intern δ : $M = M(\delta_0) + M_s(\delta - \delta_0)$. La trecerea de la sistemul de referință FS la sistemul sincron S, cuplurile nu se modifică deoarece axa față de care se consideră aceste cupluri rămîne aceeași. Sistemele FS și S sînt considerate sisteme inerțiale. În cazul în care, în regim staționar $M_{10} = M(\delta_0) + M_m(\Omega_1)$, ecuația cuplurilor devine:

$$\frac{J}{p}\cdot\frac{d^2\beta}{dt^2} + k_a\frac{d\beta}{dt} + K_s\beta = M_1(t); \quad k_a = \frac{1}{p}\left(\frac{dM_m}{d\Omega} + \frac{dM_a}{d\Omega}\right)\Bigg|_{\Omega_1};$$

$$K_s = M_s; \ \beta = \delta - \delta_0. \tag{4.149}$$

Ecuația mișcării rotorului este o ecuație diferențială lineară, neomogenă de ordinul al doilea. Soluția este dependentă de caracteristicile constructive ale rotorului și de forma curbei cuplului aplicat din exterior la axul mașinii. Factorul k_a se calculează pentru $\Omega = \Omega_1$, iar cuplul sincronizant M_s pentru $\delta = \delta_0$.

c) *Stabilitatea dinamică a mașinii sincrone* este proprietatea de a rămîne în funcționare normală la variații bruște de sarcină datorită unor perturbații. Perturbațiile unei rețele, la care sînt conectate mai multe generatoare, constau într-o modificare (în general întîmplătoare) a parametrilor acestei rețele care conduce la un dezechilibru între subsistemul producător de energie și subsistemul

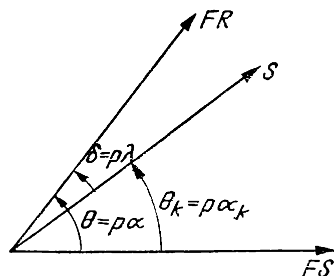


Fig. 4.59. Sistemele de referință

consumator de energie, ca de exemplu: modificarea bruscă a consumului de energie, apariția unor defecte (scurtcircuite monofazate sau polifazate urmate în general de deconectarea liniei la intervenția dispozitivelor de protecție), deconectarea accidentală a unei mașini sincrone sau a unui transformator, efectuarea interconexiunii etc. Studiul stabilității dinamice comportă două faze distincte: *A* — studiul evoluției sistemului de la momentul t_0 cînd sistemul suferă o perturbație, pînă la momentul t_e cînd perturbația dispare, această fază se poate divide în mai multe etape, de exemplu scurtcircuit brusc la momentul t_0, urmat de deconectarea liniei la $t_1 > t_0$ și reanclanșarea liniei la momentul t_e; *B* — studiul evoluției sistemului pentru $t > t_e$. Mașina sincronă funcționează stabil dacă viteza relativă în raport cu sistemul de referință sincron rămîne constantă sau oscilează între anumite limite în jurul unei valori date; în caz contrar funcționarea este instabilă.

Pentru un sistem stabil timpul $t_e < t_c$ — timpul critic care reprezintă timpul maxim de existență a perturbației care permite încă revenirea sistemului la o stare stabilă. Există mai multe metode de apreciere a stabilității dinamice.

c$_1$) *Criteriul ariilor* se deduce pe baza teoremei energiei cinetice scrisă în sistemul de referință sincron (această teoremă este o consecință a ecuației mișcării).

$$d\left(\frac{1}{2}J\,\Omega_r^2\right) = d\left[\frac{1}{2p}\left(\frac{d\delta}{dt}\right)^2\right] = (M_1 - M_m - M_a - M)d\lambda = \frac{1}{p}\cdot$$

$$\cdot(M_1 - M_m - M_a - M)\cdot d\delta;\quad \Omega_r = \frac{d\lambda}{dt}. \qquad (4.150)$$

În sistemul de referință FS teorema energiei cinetice are forma:

$$d\left(\frac{1}{2}J\,\Omega^2\right) = d\left[\frac{1}{2}J\,(\Omega_1 + \Omega_r)^2\right] = J\,\Omega_1\,d\Omega_r + d\left(\frac{1}{2}J\,\Omega_r^2\right) =$$

$$= (M_1 - M_m - M_a - M)\,d\alpha_k = (M_1 - M_m - M_a - M)\,d\alpha + \qquad (4.151)$$

$$+ (M_1 - M_m - M_a - M)\,d\lambda.$$

Se constată că variația energiei cinetice are două componente: o componentă $J\Omega_1\,d\Omega_r$ echivalentă cu lucrul mecanic efectuat de sistem datorită variației unghiului α și o componentă $d\left(\frac{1}{2}J\Omega_r^2\right)$ echivalentă cu lucrul mecanic efectuat de sistem datorită variației unghiului λ și reprezintă variația energiei mecanice în sistemul de referință, *S*, așa cum rezultă din relația (4.150).

Relația (4.150) se pretează la o interpretare energetică care conduce la criteriul ariilor.

Fie, de exemplu, cazul unui generator sincron care debitează putere pe o rețea de putere infinită (U_r = const. f = const); tensiunea de alimentare a înfășurării de excitație se presupune constantă. Generatorul funcționează în sarcină la unghiul intern δ_A și cuplul electromagnetic $M(\delta_A)$. Se modifică brusc cuplul de antrenare M_1 la axul generatorului datorită modificării puterii debitate de generator. Trecerea rotorului de la unghiul δ_A la δ_B la care se realizează echilibrul cuplurilor are loc în timp cu o constantă

de timp caracteristică proceselor electromecanice. În cazul în care M_1 crește atunci $M_1 - M_m - M_a - M > 0$ pentru $\delta \in (\delta_A, \delta_B)$ și rotorul accelerează, iar δ crește. În punctul $\delta = \delta_B$ are loc echilibrul cuplurilor, iar viteza Ω_r este maximă.

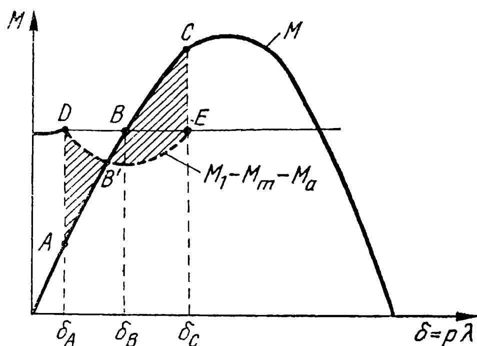


Fig. 4.60. Referitoare la stabilitatea mașinii sincrone (curba întreruptă reprezintă variația mărimii $M_1 - M_m - M_a$ funcție de δ în prima semiperioadă).

Datorită energiei cinetice suplimentare acumulată de rotor în procesul accelerării, rotorul nu se va stabili în punctul B, ci va continua mișcarea pînă în punctul C corespunzător unghiului intern δ_C; pentru $\delta \in (\delta_B, \delta_C)$ rotorul este frînat deoarece $M_1 - M_m - M_a - M < 0$, mișcarea rotorului are loc pe seama energiei acumulate în procesul de accelerare și durează pînă cînd este cheltuită această energie, rotorul revenind la viteza de sincronism ca și în punctul A.

Integrînd ecuația (4.150) între limitele δ_A și δ_C se obține:

$$\frac{1}{2p} J \left(\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right)^2 \Bigg|_{\delta_A}^{\delta_C} = 0 = \int_{\delta_A}^{\delta_C} (M_1 - M_m - M_a - M)\,\mathrm{d}\delta \qquad (4.152)$$

deoarece $\left(\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right)_{\delta_A} = \left(\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}\right)_{\delta_C} = 0$. Integrala referitoare la cupluri se poate pune sub forma:

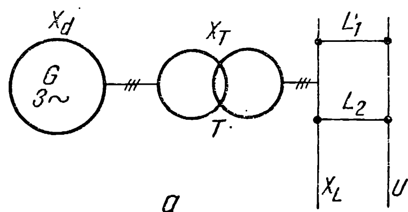
$$\int_{\delta_A}^{\delta_B} (M_1 - M_m - M_a - M)\,\mathrm{d}\delta = -\int_{\delta_B}^{\delta_C} (M_1 - M_m - M_a - M)\,\mathrm{d}\delta. \qquad (4.153)$$

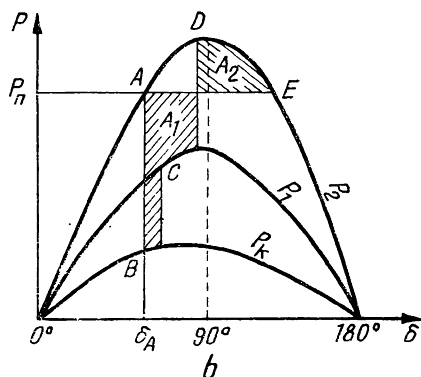
Această relație exprimă egalitatea suprafețelor $AB'D$ și $B'CE$ din figura 4.60 unde s-au reprezentat cuplurile $M_1 - M_a - M_m$ și cuplul electromagnetic M funcție de δ; cuplurile M_m și M_a nu depind de δ însă depind de viteza $\Omega_1 + \Omega_r$, respectiv de $\Omega_r = \frac{1}{p}\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}$ ($\Omega_1 = \text{const.}$), $\Omega_r \neq 0$ pentru $\delta \in (\delta_A, \delta_C)$, aceste cupluri cresc cu creșterea vitezei Ω_r.

Dacă egalitatea ariilor $AB'D$ și $B'CE$ este posibilă, mașina nu iese din sincronism. Din punctul C viteza rotorului începe să scadă pînă în punctul B unde atinge valoarea minimă; după un număr de oscilații mașina funcționează stabil în punctul B; odată cu micșorarea valorilor maxime a lui Ω_r punctul B' tinde către B. De obicei curba $DB'E$ se aproximează cu segmentul DBE.

Criteriul ariilor constă în a calcula ariile separate de punctul B cuprinse între curba care reprezintă suma cuplurilor active și curba care reprezintă suma cuplurilor rezistente la care se adaugă verticalele din A și C și a compara aceste arii. Criteriul ariilor este valabil independent de forma de variație a cuplurilor, pentru simplitate curbele cuplurilor s-au trasat pe baza datelor din regimul permanent; cuplul M_1 s-a considerat constant. Pentru exemplificare se va considera un caz simplificat care poate să apară în cazul unor scurtcircuite (fig. 4.61). Generatorul G debitează putere în rețea prin intermediul transformatorului T și a liniilor L_1 și L_2, (punctul A

Fig. 4.61. Aplicarea criteriului ariilor la scurtcircuit pe linie:
a — schema electrică monofilară; *b* — determinarea ariilor pe caracteristica unghiulară.





pe caracteristică). La un moment dat are loc un scurtcircuit pe linia L_1 și punctul de funcționare trece în B pe caracteristica generatorului corespunzătoare scurtcircuitului (P_k), după un anumit interval de timp protecția deconectează linia scurtcircuitată și generatorul funcționează pe caracteristica unghiulară corespunzătoare reactanței de linie X_{L1} (punctnl C) după alt interval de timp linia L_1 este reanclanșată și punctul de funcționare al generatorului trece pe caracteristica normală în D. Tensiunea rețelei U_r se consideră că nu variază, iar cuplul electromagnetic se poate pune sub forma:

$$M = \frac{m}{\Omega_1} \cdot \frac{U_r E_0}{X_d + X_T + X_L} \sin \delta ; \quad X_L = \frac{X_{L1} \cdot X_{L2}}{X_{L1} + X_{L2}} . \tag{4.154}$$

La deconectarea liniei L_1 reactanța $X_{L1} = \infty$ și $X_L = X_{L2} > \dfrac{X_{L1} X_{L2}}{X_{L1} + X_{L2}}$.
Relația 4.154 este cunoscută din regimul permanent, pentru regimul tranzitoriu puterea electromagnetică maximă $P'_{max} = m\, U_r\, E'_0/(X'_d + X_T + X_L)$ unde E'_0 și X'_d sînt mărimile din regimul tranzitoriu, evident aceasta este o relație aproximativă.

Generatorul rămîne în sincronism dacă $A_1 \leqslant A_2$.

Criteriul ariilor permite aprecierea stabilității mașinii sincrone fără a rezolva ecuația diferențială (4.149), însă presupune că variația cuplurilor funcție de δ și de $\dfrac{d\delta}{dt}$ este cunoscută.

c$_2$) *Dacă la axul generatorului sincron acționează un cuplu constant atunci* $M_1(t) = 0$ și ecuația diferențială (4.149) devine o ecuație omogenă:

$$\frac{J}{p} \frac{d^2\beta}{dt^2} + k_a \frac{d\beta}{dt} + K_s\, \beta = 0. \tag{4.155}$$

Pentru ca mișcarea perturbată a rotorului să fie stabilă trebuie ca rădăcinile ecuației caracteristice corespunzătoare ecuației 4.155 să aibă partea reală negativă sau nulă.

Pentru aceasta trebuie să fie îndeplinite condițiile $k_a \geqslant 0$ și $K_s \geqslant 0$. Se constată că este inclusă și condiția de stabilitate statică ($K_s = M_s \geqslant 0$). Dacă $K_s = 0$ și $k_a > 0$ atunci soluția ecuației (4.155) este stabilă, dacă $k_a = 0$ și $K_s > 0$ atunci soluția este oscilantă. Pentru $k_a = K_s = 0$ soluția

este $\beta = A_1 t + B_1$ adică o soluție nestabilă, rezultă că factorii k_a și K_s nu trebuie să fie simultan nuli pentru ca funcționarea mașinii sincrone să fie stabilă. Condiția $k_a > 0$ poate fi explicată simplu în cazul în care $M_a=0$, pentru aceasta se consideră graficul cuplurilor M_1 și M_m funcție de viteza unghiulară Ω (fig. 4.62).

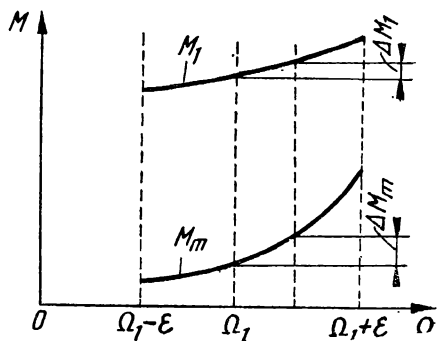


Fig. 4.62. Curbele cuplurilor M_1 și M_m funcție de Ω.

Dacă o perturbație conduce la o tendință de creștere a vitezei rotorului în vecinătatea vitezei de sincronism ($\Omega_1 - \varepsilon$, $\Omega_1 + \varepsilon$) atunci $\Delta M_1 > \Delta M$ și asupra rotorului acționează cuplul suplimentar $\Delta M_1 - \Delta M > 0$ care produce o nouă accelerare a rotorului și mașina poate să iasă din sincronism. Dacă $\Delta M_1 < \Delta M_m$, atunci cuplul suplimentar $\Delta M_1 - \Delta M < 0$ ar conduce la frînarea rotorului și s-ar reveni la viteza inițială. Raționamentul este similar pentru o perturbație care ar conduce la scăderea vitezei. Dacă $\Delta M_1 = \Delta M_m$ (cele două curbe sînt paralele pentru intervalul de variație a turației) soluția este oscilantă pentru $K_s > 0$. Astfel cupluri care ar putea fi neglijate datorită valorilor mici în comparație cu alte cupluri, pot avea un rol important în stabilitatea dinamică a mașinii sincrone.

Aceleași rezultate se pot obține cu ajutorul teoriei lui Liapunov aplicată ecuației (4.155). Teorema stabilității a lui Liapunov arată că dacă pentru un sistem de n ecuații diferențiale de ordinul I se poate construi o uncție V de semn definit astfel încît derivata sa $\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}$ să fie de semn definit și opus în raport cu V, atunci sistemul de ecuații diferențiale are soluții asimptotic stabile într-o vecinătate suficient de mică a originii. După cum este cunoscut o ecuație diferențială de ordinul n este echivalentă cu un sistem de n ecuații diferențiale de ordinul 1, adică ecuația diferențială (4.155) se poate scrie sub forma:

$$\dot{x}_1 = x_2; \frac{J}{p} \dot{x}_2 + k_a x_2 + K_s x_1 = 0; \; \beta = x_1. \qquad (4.156)$$

Funcția V pozitiv definită construită pentru sistemul (4.156) poate fi pusă sub forma:

$$V(x_1, x_2) = A x_1^2 + B x_2^2; \; A > 0; \; B > 0. \qquad (4.157)$$

Derivata $\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}$ este

$$\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} = 2 A x_1 \dot{x}_1 + 2B x_2 \dot{x}_2 = 2 x_1 x_2 (A - p K_s/J) - 2B \frac{k_a}{J} x_2^2 \qquad (4.158)$$

unde s-a folosit (4.156). Pentru stabilitate $\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t}$ trebuie să fie negativ definită, pentru aceasta rezultă: $k_a > 0$;

$K_s = A \frac{J}{p}$, dar A este arbitrar, deci $K_s > 0$.

De remarcat că dacă s-ar lua $V(x_1 x_2) = x_1^2 + x_2^2$, atunci pentru stabilitate rezultă $K_s = \frac{J}{p}$, ceea ce ar însemna că stabilitatea ar avea loc numai pentru o singură valoare a mărimii K_s; pentru a nu conduce la condiții exagerat de restrictive în ce privește stabilitatea, funcția V se construiește într-o formă mai generală, de exemplu prin generalizarea normei euclidiene. Acest fapt nu este surprinzător deoarece teorema lui Liapunov dă condițiile suficiente de stabilitate și nu pe cele necesare.

Problema majoră în aplicarea metodei Liapunov este construirea funcției V; pentru aceasta există puține reguli și cercetarea curentă mărește posibilitățile de construcție ale funcției V. Această metodă permite studiul stabilității fără a rezolva sistemul de ecuații diferențiale.

d) *Pendulațiile libere.* În practică, s-a observat adesea că, în cazul unei mașini sincrone cuplate la o rețea de tensiune constantă, rotorul poate fi supus unor pendulații întreținute chiar în cazul în care cuplul aplicat la ax este constant și deci $M_1(t) = 0$. Aceste fenomene sînt cunoscute sub denumirea de *pendulații libere.* Ecuația 4.149 devine o ecuație omogenă. Rădăcinile ecuației caracteristice sînt:

$$r_{1,2} = -p\frac{k_a}{2J} \pm \sqrt{\frac{k_a^2 - 4K_s J/p}{(2J/p)^2}} = -\alpha_p \pm j\,\omega_p;$$
$$\alpha_p = \frac{p\,k_a}{2J}; \quad \omega_p = \sqrt{\frac{p\,K_s}{J} - \left(\frac{p\,k_a}{2J}\right)^2} \qquad (4.159)$$

α_p este denumită constanta de atenuare, iar ω_p — pulsația unghiului intern. Soluția ecuației (4.159) pentru $M(t) = 0$ este:

$$\beta = \beta_1 e^{-\alpha_p t} \sin(\omega_p t - \varphi_p) \qquad (4.160)$$

unde β_1 și φ_p sînt două constante de integrare, care se determină din condițiile inițiale ale problemei. La mașina echipată cu înfășurare de amortizare în rotor $k_a \neq 0$, unghiul intern prezintă oscilații amortizate cu constanta de timp $1/\alpha_p$ (fig. 4.63). La mașina fără înfășurare de amortizare $k_a = 0$, iar pulsația proprie este $\omega_0 = \sqrt{\frac{p\,K_s}{J}}$, unghiul intern prezintă oscilații întreținute cu pulsația ω_0. Pentru a evita apariția unor fenomene de rezonanță mecanică este necesar ca momentul de inerție J al corpurilor în mișcare să fie dimensionat astfel încît frecvența oscilațiilor unghiului intern δ să fie diferită de frecvența pulsațiilor proprii ale construcției mecanice.

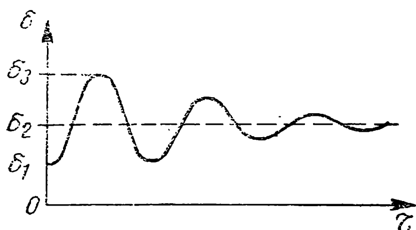


Fig. 4.63. Variația în timp a unghiului intern în cazul unor perturbații fără pierderea stabilității dinamice.

e) *Pendulații forțate.* Adesea, curba cuplului aplicat din exterior la axul mașinii sincrone prezintă pulsații. Astfel compresoarele cu piston, motoarele termice cu piston, și în general sistemele de transmisie prin bielă

manivelă au un cuplu M_1 pulsatoriu. Fie $M_1 = M_{10} + \sum_{\nu} M_\nu \cdot \cos(\omega_\nu t + \varphi_\nu)$ adică $M(t) = \sum_{\nu} M_\nu \cdot \cos(\omega_\nu t + \varphi_\nu)$. Soluția ecuației 4.149 în acest caz se prezintă sub forma:

$$\beta_\nu = A_\nu \sin \omega_\nu t + B_\nu \cos \omega_\nu t = \beta_{\nu m} \sin(\omega_\nu t + \varphi'_\nu) \qquad (4.161)$$

unde $\beta_{\nu m} = \sqrt{A_\nu^2 + B_\nu^2}$ și $\varphi'_\nu = \operatorname{arc\,tg} \dfrac{B_\nu}{A_\nu}$. Constantele de integrare A_ν și B_ν se determină din condiția ca soluția (4.161) să verifice ecuația diferențială (4.149); rezultă sistemul:

$$\left(-\frac{J}{p}\omega_\nu^2 + K_s\right) A_\nu - k_a\, \omega_\nu \cdot B_\nu = -M_\nu \sin \varphi'_\nu \qquad (4.162)$$

$$k_a \cdot \omega_\nu \cdot A_\nu + \left(K_s - \frac{J}{p}\omega_\nu^2\right) \cdot B_\nu = M_\nu \cdot \cos \varphi'_\nu.$$

Din acest sistem rezultă A_ν și B_ν, respectiv

$$\beta_{\nu m} = M_\nu \Big/ \sqrt{\left(K_s - \frac{J}{p}\omega_\nu^2\right)^2 + k_a^2\, \omega_\nu^2} =$$

$$= p\, M_\nu / J \sqrt{(\omega_0^2 - \omega_\nu^2)^2 + k_a^2 \omega_\nu^2 \left(\frac{p}{J}\right)^2} \qquad (4.163)$$

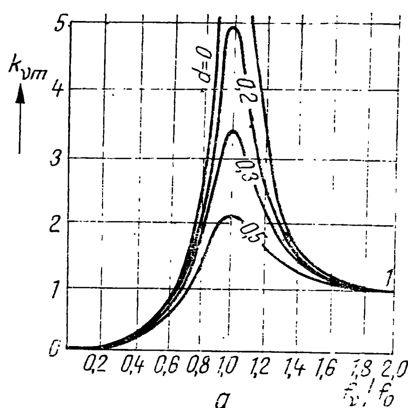
La mașina sincronă conectată pe o rețea proprie cuplul de amortizare și cuplul sincronizat specific sînt nule ($k_a = K_s = 0$) iar amplitudinea oscilațiilor este $\beta_{\nu m 0} = \dfrac{p M_\nu}{\omega_\nu^2 \cdot J}$ Oscilațiile unghiului intern se amplifică la funcționarea mașinii sincrone în paralel cu alte mașini, factorul de amplificare (denumit modul de rezonanță mecanică) este:

$$k_{\nu m} = \beta_{\nu m} / \beta_{\nu\, m0} = \omega_\nu^2 \Big/ \sqrt{(\omega_0^2 - \omega_\nu^2)^2 + \left(k_a\, \omega_\nu \frac{p}{J}\right)^2} =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{[1 - (f_0/f_\nu)^2]^2 + \left(\dfrac{p\, k_a}{2\,\pi f_\nu^2 J}\right)^2}} \qquad (4.164)$$

Modulul de rezonanță mecanică arată de cîte ori crește amplitudinea pendulărilor atunci cînd mașina debitează pe o rețea de putere infinită față de cazul mașinii care debitează pe rețea proprie.

În cazul absenței înfășurării de amortizare ($k_a = 0$) factorul de amplificare are expresia: $k_{\nu m} = f_\nu^2/(f_0^2 - f_\nu^2)$. La $f_0 = f_\nu$ modulul de rezonanță $k_{\nu m}$ atinge valoarea maximă. Unghiul intern δ poate oscila pînă la valori $\delta \approx \dfrac{2\pi}{3}$; la valori mai mari mașina iese din sincronism. În figura 4.64 s-a reprezentat grafic $k_{\nu m}$ funcție de f_0/f_ν cînd f_ν variază; factorul $d = k_a\, \omega_0 / K_s = p\, k_a / 2\,\pi f_0 J = \alpha_p / \pi f_0$ s-a considerat parametru.



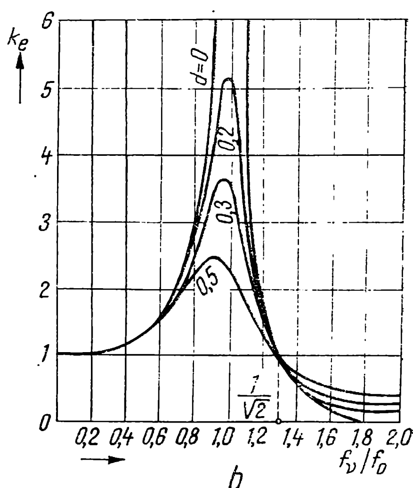


Fig. 4.64. Dependența modulului de rezonanță mecanică în funcție de frecvența f_ν a armonicilor din curba cuplului pentru diferite valori ale constantei de amortizare $d = pk_a/2\pi f_0 J$ (*a*) și modulul de rezonanță electrică în funcție de raportul f_ν/f_0 pentru $d =$ const. (*b*)

În cazul în care mașina nu este echipată cu o înfășurare de amortizare $k_{\nu m}$ tinde către infinit în cazul armonicii ν de frecvență $f_\nu = f_0$. Deci, mașina sincronă trebuie dimensionată astfel, încît pentru nici una din pulsațiile ω_ν ale armonicilor din curba cuplului să nu rezulte un factor $k_{\nu m}$ important, în acest scop ω_0 al mașinii nu trebuie să coincidă cu vreuna din pulsațiile ω_ν, iar constanta de atenuare să aibă o valoare ridicată. Pentru a evita situațiile critice se pot schimba atît factorul K_s cît și momentul de inerție J.

În afară de pendulările mecanice la o mașină sincronă au loc pendulări ale puterii, care de multe ori sînt mai importante decît cele mecanice. Considerînd că turația rotorului rămîne aproximativ constantă, se poate scrie expresia puterii electrice de pendulare ΔP_{pe}

$$\Delta P_{pe} = \omega_1 \left(k_a \frac{d\,\delta}{d\,t} + M_s\,\delta\right)$$

(s-a considerat $\delta_0 = 0$).

Puterea mecanică de pendulare (corespunzătoare pulsației ω_ν) este:

$$\Delta P_{pm} = \omega_1 M_\nu \cos(\omega_\nu t + \varphi_\nu).$$

Considerînd expresiile (4.161), (4.163) și efectuînd raportul amplitudinilor puterilor de pendulare electrică și mecanică se obține modul de rezonanță electrică $k_{e\nu}$:

$$k_{e\nu} = \sqrt{\frac{d^2 + (f_0/f_\nu)^2}{d^2 + [1 - (f_0/f_\nu)^2]^2}}\;;\; d = p\,k_a/\omega_0 J.$$

În figura 4.64,*b* sînt reprezentate curbele modulului de rezonanță $k_{e\nu}$ în funcție de f_ν/f_0; factorul $k_{e\nu}$ arată de cîte ori este mai mare amplitudinea puterii electrice de pendulare în raport cu amplitudinea puterii mecanice de pendulare. Pentru $f_0/f_\nu = \frac{1}{\sqrt{2}}$ se obține $k_{e\nu} = 1$, indiferent de valoarea constantei de amortizare d. Pentru $f_\nu/f_0 < \sqrt{2}$ amplitudinea puterii ΔP_{pe} este mai mare decît amplitudinea puterii ΔP_{pm}, iar pentru $f_\nu/f_0 > \sqrt{2}$ este mai mică. În ultimul caz amortizarea este inutilă, chiar dezavantajoasă.

Frecvența f_0 se modifică cu excitația mașinii prin intermediul mărimii M_s. Dacă la plină sarcină se alege punctul de funcționare în domeniul $f_\nu/f_0 < 1$ și mașina funcționează inductiv, este posibil ca la reducerea sarcinii, ceea ce implică reducerea totodată a excitației deci a lui f_0, să se ajungă în zona rezonanței și mașina să nu mai poată funcționa.

4.24. FUNCȚIONAREA ÎN ASINCRON A MAȘINII SINCRONE

Studiul funcționării în asincron se face pentru mașina sincronă cu poli aparenți, alimentată cu un sistem simetric sinusoidal de tensiuni; se presupune că mașina sincronă prezintă un moment de inerție relativ mare, iar procesul tranzitoriu electromagnetic se amortizează rapid încît se poate considera regimul permanent. Înfășurarea de excitație se consideră închisă pe o rezistență care se include în cea a înfășurării ($U_e = 0$). Pentru tensiunile sinusoidale aplicate care în sistemul de referință FR au pulsația $s\,\omega_1$

$$(U_{sk} = U_d + j\,U_q = U_s\,e^{-j\theta} = U\sqrt{2}\,e^{j\omega_1 t_e - j\omega_r t - j\theta_0} = U\sqrt{2}\,e^{js\omega_1 t - j\theta_0} =$$

$$= U\sqrt{2}\,e^{js\tau - j\theta_0};\quad \theta = \omega_r\,t + \theta_0,$$ ecuațiile (4.84) devin:

$$\begin{aligned} \underline{U}_d &= r\,\underline{i}_d + js\,\underline{\psi}_d - (1-s)\,\underline{\psi}_q \\ \underline{U}_q &= r\,\underline{i}_q + js\,\underline{\psi}_q + (1-s)\,\underline{\psi}_d \\ 0 &= r_e\,\underline{i}_e + j\,s\,\underline{\psi}_e \\ 0 &= r_D\,\underline{i}_D + j\cdot s\,\underline{\psi}_D \\ 0 &= r_Q\,\underline{i}_Q + j\,s\cdot\underline{\psi}_Q \end{aligned} \tag{4.165}$$

unde $\nu = \omega_r/\omega_1 = 1-s$; mărimile din ecuațiile (4.165) sînt exprimate în unități relative. Fluxurile magnetice după cele două axe d și q se pot pune sub forma:

$$\underline{\psi}_d = x_d\,(js)\,\underline{i}_d,\ (U_e = 0);\quad \underline{\psi}_q = x_q\,(js)\,\underline{i}_q. \tag{4.166}$$

Pentru sistemul de tensiuni simetric sinusoidal se obține:

$\underline{U}_d = j\sqrt{2}\,\underline{U}$; $\underline{U}_q = \sqrt{2}\,\underline{U}$. Din ecuațiile (4.165) și (4.166) se obțin curenții:

$$\underline{i}_d = \frac{U\sqrt{2}}{\Delta(s)}[j\,r + (1-2s)x_q\,(js)];\quad \underline{i}_q = \frac{U\sqrt{2}}{\Delta(s)}[r - j\,(1-2s)x_d\,(js)] \tag{4.167}$$

unde $\Delta(s) = r^2 + js\,[x_d\,(js) + x_q\,(js)]\,r + (1-2s)\,x_d\,(js)\,x_q\,(js)$.

Pentru mașinile sincrone de putere mare, rezistența r se poate neglija ($r \approx 0$) și se obține:

$$\underline{i}_d = \underline{U}\sqrt{2}/x_d\,(js);\ \underline{i}_q = -j\,\underline{U}\sqrt{2}/x_q\,(js);\ \underline{\psi}_d = \underline{U}\sqrt{2};$$

$$\underline{\psi}_q = -j\,\underline{U}\sqrt{2} \tag{4.168}$$

iar în instantaneu curenții și fluxurile devin:

$$i_d = \frac{U\sqrt{2}}{Z_d}\cos(s\tau - \theta_0 - \beta_d);\; i_q = \frac{U\sqrt{2}}{Z_q}\cos\left(s\tau - \theta_0 - \beta_q - \frac{\pi}{2}\right) \quad (4.169)$$

$$\psi_d = U\sqrt{2}\cos(s\tau - \theta_0),\; \psi_q = U\sqrt{2}\cos\left(s\tau - \theta_0 - \frac{\pi}{2}\right)$$

unde $x_d(js) = Z_d \cdot e^{j\varphi_d}$ și $x_q(js) = Z_q \cdot e^{j\varphi_q}$. Pe baza expresiilor (4.169) se calculează valoarea instantanee a cuplului electromagnetic asincron:

$$m_a(t) = \frac{U^2}{Z_q}\cos\beta_q + \frac{U^2}{Z_d}\cos\beta_d - \frac{U^2}{Z_q}\sin(2s\tau - 2\theta_0 - \beta_q) +$$

$$+ \frac{U^2}{Z_d}\sin(2s\tau - 2\theta_0 - \beta_q) = m_{a0} + m_{\sim}, \quad (4.170)$$

adică cuplul electromagnetic are o componentă constantă m_{a0} și o componentă alternativă $m_{\sim}$ cu pulsația $2s\omega_1$.

Componenta m_{a0} reprezintă valoarea medie pe o perioadă a cuplului asincron care se poate pune sub forma:

$$m_{a0} = U^2\left[\left(\frac{1}{x'_d} - \frac{1}{x_d}\right)\frac{sT'_d}{1 + (sT'_d)^2} + \left(\frac{1}{x''_d} - \frac{1}{x'_d}\right)\frac{sT''_d}{1 + (sT''_d)^2} +\right.$$

$$\left. + \left(\frac{1}{x''_q} - \frac{1}{x_q}\right)\frac{sT_q}{1 + (sT_q)^2}\right]. \quad (4.171)$$

Se constată că pentru $s = 0$, valoarea $m_{a0} = 0$, însă

$$m_{\sim} = \frac{1}{2}U^2\left(\frac{1}{x_q} - \frac{1}{x_d}\right)\sin 2\theta_0. \quad (4.172)$$

Se regăsește pe această cale cuplul reactiv al mașinii sincrone; dacă cuplul rezistent la arbore nu este mare, pe baza componentei $m_{\sim}$ mașina poate trece de la funcționarea asincronă la funcționarea sincronă, chiar în absența excitației.

Fiind cunoscuți curenții i_d și i_q se pot calcula curenții din fazele statorice ale mașinii sincrone, astfel pentru faza AX

$$i_A = i_d\cos\theta - i_q\sin\theta = \frac{U\sqrt{2}}{2}\{B(s)\sin(\tau - \varphi_B) - A(s)\sin[(1 - 2s)\tau +$$

$$+ 2\theta_0 - \varphi_A]\} \quad (4.173)$$

unde

$$\frac{1}{x_d(js)} - \frac{1}{x_q(js)} = A(s)\, e^{j\varphi_A};\quad \frac{1}{x_d(js)} + \frac{1}{x_q(js)} = B(s)\, e^{j\varphi_B}.$$

Curentul statoric rezultă nesinusoidal, avînd o componentă cu pulsația de bază ω_1, și o componentă cu pulsația $(1 - 2s)\,\omega_1$; defazajele φ_A și φ_B sînt funcție de alunecarea s. Pentru $s = 0$ curentul

$$i_A = \frac{U\sqrt{2}}{2}\left[\left(\frac{1}{x_d} + \frac{1}{x_q}\right)\sin\tau - \left(\frac{1}{x_d} - \frac{1}{x_q}\right)\sin(\tau + 2\beta_0)\right] \quad (4.174);$$

valoarea maximă a curentului oscilează între $I_{qm} = U\sqrt{2}/x_q$ și $I_{dm} = U\sqrt{2}/x_d$; pe această bază se determină X_d și X_q pentru $s \to 0$.

Mașina sincronă funcționează în asincron numai în cazuri speciale și pentru durate de timp reduse (pornirea în asincron a motorului sincron, ieșirea din sincronism, autosincronizarea generatorului sincron).

În cazul în care înfășurarea de excitație este alimentată ($U_e \neq 0$), pe lîngă cîmpul magnetic învîrtitor corespunzător curenților absorbiți de înfășurarea statorică există un al doilea cîmp magnetic învîrtitor corespunzător înfășurării de excitație din rotor, care face să se stabilească în înfășurările statorice curenți suplimentari cu pulsația $(1-s)\omega_1$. Datorită acestui fapt în expresia cuplului electromagnetic apare o componentă pulsatorie.

Regimul asincron este însoțit de încălzirea intensă a rotorului din care cauză este recomandabil să se înlăture cît mai repede.

4.25. DETERMINAREA EXPERIMENTALĂ A PARAMETRILOR

Determinarea experimentală a parametrilor se poate face prin diferite metode: *statice* (cu rotorul în repaus), *cu rotorul în mișcare* sau *pe baza oscilografierii curenților din circuitele mașinii* (accesibile) în diferite procese tranzitorii.

4.25.1. DETERMINAREA IMPEDANȚELOR Z_d'' și Z_q'' PRIN ÎNCERCAREA STATICĂ

Pentru determinarea impedanțelor tranzitorii Z_d'' și Z_q'' se utilizează schemele din figura 4.65, rotorul fiind așezat în poziția din figura 4.65, *a* pentru determinarea lui Z_d'' și în poziția din figura 4.65, *b* pentru determinarea lui Z_q''. Se alimentează două faze cu o tensiune monofazată iar circuitul de excitație este scurtcircuitat. Pentru a determina Z_d'' se modifică poziția rotorului pînă cînd curentul indicat de ampermetrul *A* arată valoarea maximă. În acest caz înfășurarea de excitație este înlănțuită de cea mai mare parte a cîmpului magnetic din întrefier, deci se află în poziție longitudinală. Se citesc mărimile I_1, U_1, P_1. Pentru a determina pe Z_q'' se modifică poziția rotorului pînă cînd curentul indicat de ampermetrul *A* arată valoarea zero. În acest caz, înfășurarea de excitație nu este înlănțuită deloc de cîmpul magnetic din întrefier deci se află în poziție transversală. Se citesc mărimile I_2, U_2, P_2.

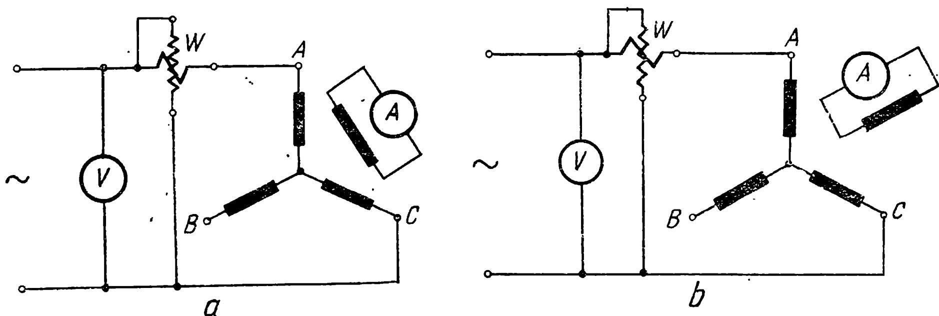


Fig. 4.65. Determinarea parametrilor tranzitorii cu rotorul fix:
a — determinarea lui Z_d''; *b* — determinarea lui Z_q''.

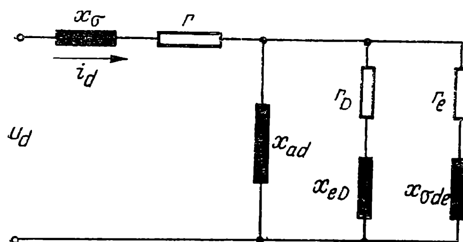


Fig. 4.66. Schema echivalentă după axa *d*.

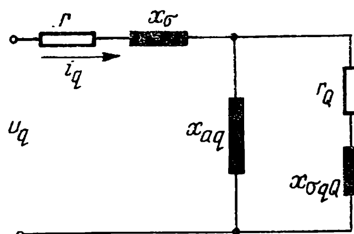


Fig. 4.67. Schema echivalentă după axa *q*.

În cazul în care rotorul se află în poziție longitudinală, atunci $i_q = 0$ și ecuațiile în complex sînt:

$$\underline{U}_d = r\,\underline{I}_d + j\,x_\sigma\,\underline{I}_d + j\,x_{ad}\,(\underline{I}_d + \underline{I}_D + \underline{I}_e) \tag{4.175}$$

$$\underline{U}_e = r_e\,\underline{I}_e + j\,(x_{ad}\,\underline{I}_d + x_e\,\underline{I}_e + x_{eD}\,\underline{I}_D) = r_e\,\underline{I}_e + x_{\sigma e}\,\underline{I}_e + j\,x_{ad}\,(\underline{I}_e + \underline{I}_d + \underline{I}_D)$$

$$0 = r_D\,\underline{I}_D + j(x_{ad}\,\underline{I}_d + x_{eD}\,\underline{I}_e + x_D\,\underline{I}_D) = r_D\,\underline{I}_D + j\,x_{\sigma D}\,\underline{I}_D + j\,x_{ad}\,(\underline{I}_e + \underline{I}_d + \underline{I}_D),$$

s-a făcut aproximația $x_{eD} \approx x_{ad}$. În figura 4.66 se prezintă schema echivalentă corespunzătoare ecuațiilor (4.175) care este apropiată schemei echivalente a reactanței supratranzitorii x_d''. În cazul particular considerat curentul $I_1 = I_A = I_d \cos\theta + I_0$, iar $I_0 = 0$, $(i_A = -\,i_B,\ i_C = 0)$ și $\theta = 30°$, rezultă $\underline{I}_1 = \sqrt{3}\,\underline{I}_d/2$. Tensiunea $U_q = 0$, iar $\underline{U}_A = \underline{U}_d \frac{\sqrt{3}}{2} = -\underline{U}_B$, $\underline{U}_0 = 0$, deci $\underline{U}_1 = \underline{U}_A - \underline{U}_B = \sqrt{3}\,\underline{U}_d$. Rezultă:

$$R_d'' = P_1/2\,I_1^2;\quad X_d'' = \sqrt{Z_d''^2 - R_d''^2};\quad Z_d'' = \frac{U_d}{I_d} = \frac{U_1}{2\,I_1}. \tag{4.176}$$

În mod analog se scriu ecuațiile pentru axa transversală

$$\underline{U}_l = r\,\underline{I}_q + j\,(x_q\,\underline{I}_q + x_{aq}\,\underline{I}_\varphi) = r\,\underline{I}_q + j\,x_\sigma\,\underline{I}_q + j\,x_{aq}\,(\underline{I}_q + \underline{I}_\varphi)$$

$$0 = r_\varphi\,\underline{I}_\varphi + j\,(x_{aq}\,I_q + x_\varphi\,\underline{I}_\varphi) = r_\varphi\,\underline{I}_\varphi + j\,x_{\sigma\varphi}\,\underline{I}_\varphi + j\,x_{ad}\,(\underline{I}_q + \underline{I}_\varphi) \tag{4.177}$$

În figura 4.67 se prezintă schema echivalentă corespunzătoare ecuațiilor (4.177) care este apropiată schemei echivalente a reactanței supratranzitorii x_q''. Ca și în cazul impedanței Z_d'' se stabilesc relațiile:

$$Z_q'' = U_2/2\,I_2;\quad R_q'' = P_2/2\,I_2^2;\quad X_q'' = \sqrt{Z_q''^2 - R_q''^2}. \tag{4.178}$$

Metoda este prevăzută în STAS 8211-77 (mașini sincrone trifazate — metode de încercare). Dacă încercarea nu se poate efectua la curentul nominal sau la tensiunea nominală, atunci se fac cîteva măsurători la valori ale tensiunii de alimentare între 0,2...0,7 din tensiunea nominală. Cu datele obținute se construiește curba de variație a parametrului respectiv, față de tensiunea de alimentare și se extrapolează pînă la valoarea nominală.

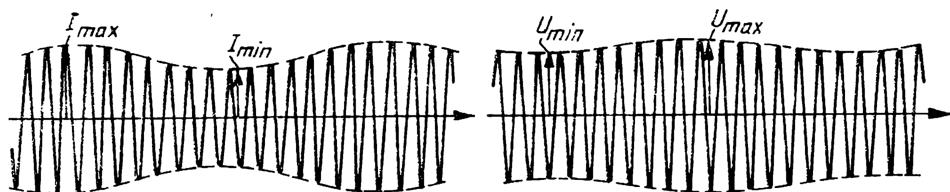


Fig. 4.68. Oscilogramele curentului și tensiunii la metoda alunecărilor mici.

4.25.2. DETERMINAREA REACTANȚELOR SINCRONE PRIN METODA ALUNECĂRILOR MICI

Statorul mașinii sincrone este alimentat de la o sursă trifazată simetrică, de valoare (0,1...0,2) U_n. Înfășurarea de excitație este deschisă și rotorul antrenat de un motor auxiliar de putere relativ mare, astfel încît alunecarea să fie stabilizată la circa (0,5...1)%. În această situație, în funcție de așezarea relativă a polilor cîmpului învîrtitor creat de curenții din stator și polii inductorului, reactanța înfășurării indusului variază de la o valoare maximă, X_d cînd polii inductorului și polii indusului sînt așezați unul în dreptul celuilalt (pe axa longitudinală) pînă la o valoare minimă, X_q, cînd polii indusului se află în dreptul spațiilor dintre polii inductorului (pe axa transversală).

La efectuarea încercării se oscilografiază curentul, tensiunea înfășurării indusului și tensiunea la inele. Dacă rețeaua de alimentare nu este de putere foarte mare, se constată (fig. 4.68) că înfășurătoarea curbei tensiunii prezintă minime în dreptul maximelor înfășurătorii curbei curentului și reciproc. Prin etalonarea oscilogramelor de curent tensiune, rezultă valoarea reactanțelor sincrone:

$$X_d = \sqrt{\left(\frac{U_{max}}{I_{min}}\right)^2 - R^2} \approx \frac{U_{max}}{I_{min}}\,; \qquad X_q = \sqrt{\left(\frac{U_{min}}{I_{max}}\right)^2 - R^2} \approx \frac{U_{min}}{I_{max}}\,. \qquad (4.179)$$

Se menționează că pentru corectitudinea rezultatelor este absolut necesar să se respecte condiția de alunecare mică. În caz de alunecare mai mare de 1% curenții din înfășurările de amortizare devin importanți și deci regimul sincron de funcționare este perturbat de apariția regimului asincron care se suprapune. Valorile efective maxime și minime ale tensiunii și curentului se pot măsura cu voltmetrul și respectiv ampermetrul.

4.25.3. METODE BAZATE PE REGIMURI PERMANENTE DE SCURTCIRCUIT

Din relațiile deduse pentru curenții de scurtcircuit trifazat, bifazat și monofazat în regim stabilizat (permanent) se pot determina reactanța sincronă longitudinală x_d, reactanța succesiunii inverse x_2 precum și reactanța homopolară x_0. Notînd $x_{ad}\, i_e(0) = e_0$ (t.e.m. indusă la mersul în gol la curentul de excitație i_{e0}), avem curenții de scurtcircuit stabilizați:

$$i_{k3} = \frac{e_0}{x_d}\,; \quad i_{k2} = \frac{\sqrt{3}\, e_0}{x_d + x_2}\,; \quad i_{k1} = \frac{3\, e_0}{x_d + x_2 + x_0}\,. \qquad (4.180)$$

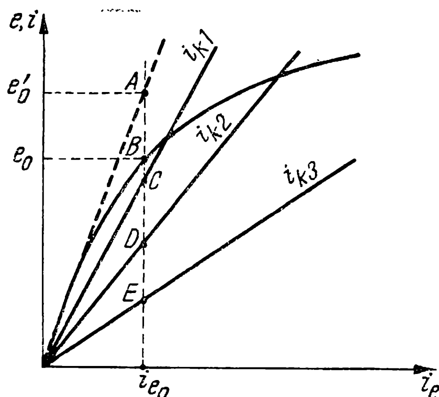


Fig. 4.69. Caracteristicile de scurtcircuit: monofazat: i_{k1}; bifazat i_{k2}; trifazat i_{k3}.

Pentru determinarea parametrilor x_d, x_2 și x_0 este necesară ridicarea experimentală a caracteristicii de mers în gol a mașinii $e_0 = f(i_e)$ precum și a celor trei caracteristici de scurtcircuit $i_{k3} = f(i_e)$; $i_{k2} = f(i_e)$; $i_{k1} = f(i_e)$ (fig. 4.69).

Considerînd pentru aceeași valoare a curentului de excitație i_e mărimile curenților de scurtcircuit i_{k1}, i_{k2} și i_{k3} precum și mărimea tensiunii induse e_0' de pe prelungirea porțiunii lineare a caracteristicii de mers în gol, se obține:

$$x_d = \frac{e_0'}{i_{k3}}; \quad x_2 = \frac{e_0'\sqrt{3}}{i_{k2}} - x_d;$$

$$x_0 = \frac{3\,e_0'}{i_{k1}} - (x_d - x_2). \qquad (4.181)$$

Reactanțele astfel determinate corespund stării nesaturate a mașinii (reactanțe nesaturate) și sînt de fapt independente de curentul de excitație. Pentru determinarea parametrilor saturați trebuie să se țină cont de t.e.m. indusă e_0, conform caracteristicii de mers în gol, adică de saturația fierului mașinii. În acest caz însă, rapoartele din relația (4.181) nu mai sînt independente de curentul de excitație, fiind cu atît mai mici cu cît curentul de excitație este mai mare. Pentru determinarea corectă a parametrilor saturați trebuie aleasă acea valoare a curentului de excitație care corespunde valorii nominale a curentului de scurtcircuit, $i_{k3} = i_n = 1$.

Metoda descrisă este simplă dar precizia ei este influențată de eficiența amortizării mașinii, din cauza armonicilor superioare ale curentului în cazul scurtcircuitelor nesimetrice.

4.25.4. METODA SCURTCIRCUITULUI TRIFAZAT BRUSC

Oscilografierea curenților celor trei faze în cazul scurtcircuitului trifazat brusc al mașinii sincrone permite determinarea parametrilor regimului tranzitoriu și anume reactanțele x_d', x_d'' și constantele de timp T_d', T_d'' și T_a.

Încercarea de scurtcircuit simetric brusc intră dealtfel în programul încercărilor de tip a mașinilor sincrone. Pentru determinarea parametrilor, această încercare este suficient să fie făcută la o tensiune de (0,3—0,7) U_n, la turația nominală, cu înfășurarea de excitație alimentată de la excitatoarea proprie. Scurtcircuitarea indusului se face cu mașina funcționînd în gol, ca generator. Scurtcircuitarea celor trei faze trebuie să se facă practic simultan, cu o diferență în timp corespunzătoare la maxim 15° electrice.

Prelucrarea oscilogramelor se face în felul următor: Se construiesc liniile înfășurătoare pentru fiecare din curenții de fază, avînd vîrfurile pulsațiilor acestora (fig. 4.70). Se trasează apoi linia mediană, ca medie pe ordonată între cele două linii înfășurătoare, aceasta reprezentînd componenta aperiodică $A = \left(\frac{1}{x_d'} - \frac{1}{x_d}\right) e_0$, $B = \left(\frac{1}{x_d''} - \frac{1}{x_d'}\right) e_0$. Componenta

periodică este, pe verticală, distanța de la linia mediană la linia înfășurătoare superioară (sau inferioară).

Se reprezintă separat, pe o diagramă semilogaritmică, diferența dintre componenta periodică a curentului de scurtcircuit și valoarea lui în regim stabilizat. Conform relației (4.121), această diferență reprezintă în fapt suma a două exponențiale $\Delta i_k = A \cdot \exp(-\tau/T'_d) + B \cdot \exp(-t/T''_d)$, cu $T''_d \ll T'_d$. Scara timpului (abscisa) se ia lineară, iar scara ordonatelor se ia logaritmică. În acest caz curba (fig. 4.71) tinde, cu creșterea timpului să devină o dreaptă. Cu notațiile din figura 4.71, se poate scrie:

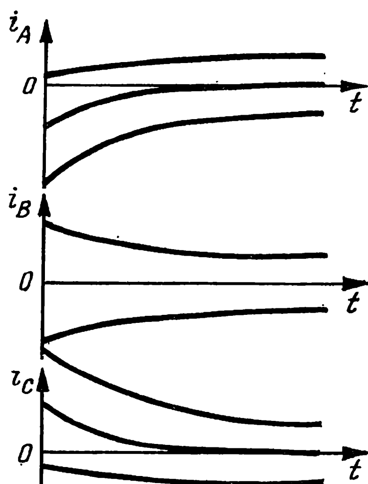


Fig. 4.70. Componentele aperiodice ale curenților i_A, i_B, i_C.

$$x'_d = \frac{e_0}{i_{k\infty} + \Delta' i_k}; \quad x''_d = \frac{e_0}{i_{k\infty} + \Delta i'_k + \Delta i''_k} \tag{4.182}$$

unde s-a notat cu $i_{k\infty}$ componenta stabilizată a curentului de scurtcircuit.

După cum se vede din figura 4.71, metoda permite și determinarea constantelor de timp T'_d, T''_d prin separarea celor două exponențiale. Constanta de timp este timpul în care o componentă exponențială scade la 1/e = 0,368 din valoarea ei inițială.

În mod analog, din componenta aperiodică a curentului dintr-o fază (în care ea este cea mai pronunțată) se poate determina constanta de timp T_a.

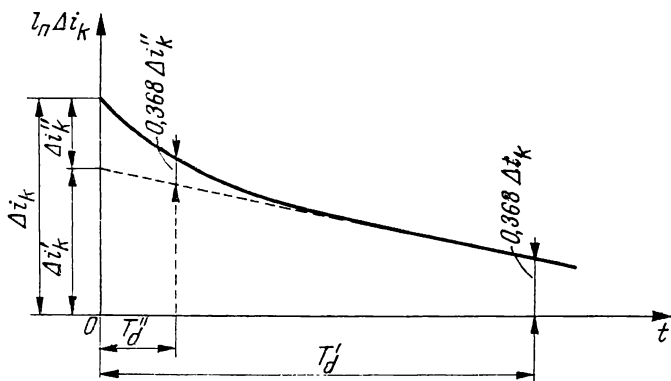


Fig. 4.71. Referitor la prelucrarea oscilogramei curentului de scurtcircuit.

4.25.5. DETERMINAREA VALORII SATURATE A REACTANȚELOR X_d ȘI X_q

Reactanța X_d saturată se poate determina ralativ simplu pentru mașina cu poli aparenți în stare neexcitată ($I_e = 0$); în regim de mers în gol mașina rămîne la viteza sincronă și din rețea consumă curentul de mers

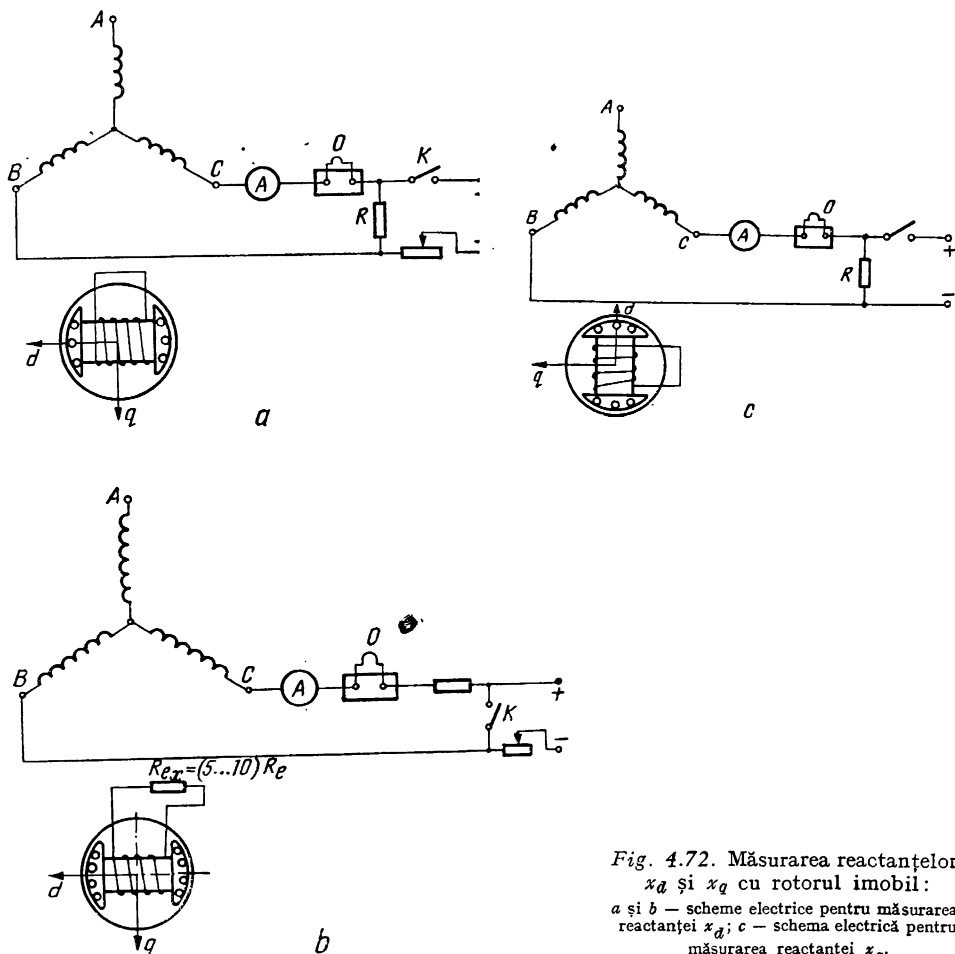


Fig. 4.72. Măsurarea reactanțelor x_d și x_q cu rotorul imobil:
a și *b* — scheme electrice pentru măsurarea reactanței x_d; *c* — schema electrică pentru măsurarea reactanței x_q.

în gol I_{d0}. Valoarea saturată a reactanței longitudinale este $X_d = U/I_{d0}$. Nu este la fel de simplă determinarea reactanței sincrone X_q. Reactanțele X_d și X_q se pot determina prin măsurători în c.c. cu rotorul în repaus. Se realizează schema din figura 4.72, *a*. Se alimentează schema și se așteaptă pînă cînd curentul se stabilizează prin circuit după care se întrerupe circuitul cu întreruptorul *K*. Dacă se oscilografiază curentul $i(t)$ al înfășurării statorice, atunci suprafața mărginită de curba $i\,(t)$ și axa timpului este proporțională cu valoarea saturată a lui X_d. Într-adevăr ecuația de tensiuni în regim tranzitoriu este:

$$i\,(R + 2\,r) + \frac{d\,\varphi_s}{d\,\tau} = 0. \tag{4.183}$$

Dacă se integrează de la $\tau = 0$ la $\tau = \infty$ rezultă:

$$(R + 2\,r)\int_0^{\infty} i\,d\,\tau + \varphi_s\Big|_0^{\infty} = 0. \tag{4.184}$$

După un timp suficient de lung $\varphi_s(\infty) = 0$ şi deci în unităţi relative $\varphi_{s0} = 2 I_s x_d$, unde I_s este curentul stabilizat înainte de întrerupere. Se obţine $x_d = \frac{R + 2r}{2 I_s} \int_0^{\infty} i \, d\tau$. Deoarece gradul de saturaţie depinde de I_s, este indicat să se regleze acest curent la o valoare corespunzătoare curentului I_{d0}. Curentul reprezentativ la alimentarea în c.c. este $i_s = = \frac{2}{3}(i_A + a\,i_B + a^2 i_C) = j\frac{2}{\sqrt{3}} I_s = \sqrt{2}\, I_{d0}$, deci $I_s = I_{d0}\sqrt{\frac{3}{2}}$. Pentru măsurarea în c.c., după direcţia d, este nevoie numai de verificarea metodei de măsurare. Este indicat ca măsurătoarea să fie efectuată după schema din figura 4.72,*b*. prin conectarea întreruptorul K, pentru că la deconectare arcul electric care se formează, influenţează rezultatul. Pentru accelerarea procesului tranzitoriu se introduce o rezistenţă R_{ex}. Oscilografierea este o operaţie greoaie şi suprafaţa $\int_0^{\infty} i\,\delta\tau$ este greu de măsurat, este indicat ca valoarea $\int_0^{\infty} i\,\delta\tau$ să fie determinată cu fluxmetru. După ce se constată că măsurarea efectuată în c.c. cu rotorul în repaus, după direcţia d, este corectă, se efectuează măsurarea lui X_q tot cu această metodă. Schema de măsurare este prezentată în figura 4.72,*c*.

4.25.6. DETERMINAREA REACTANŢELOR X_d'' ŞI X_d' PRIN MĂSURAREA TENSIUNII DE REVENIRE

Dacă oscilografierea tensiunii de revenire se face pe o maşină cu înfăşurare de amortizare şi dacă înfăşurătoarea curbei tensiunii de revenire se reprezintă la scară logaritmică se constată că nu se obţine o dreaptă pe întreg domeniul. După întreruperea circuitului statoric mai întîi are loc o creştere rapidă a tensiunii, după care tensiunea are o creştere mai lentă (fig. 4.73,*a*). Reprezentînd la scară logaritmică înfăşurătoarea şi extrapolînd prima porţiune pînă la $t = 0$ se obţine tensiunea subtranzitorie, apoi extrapolînd a doua porţiune pînă la $t = 0$ şi partea următoare a acestei curbe se obţine tensiunea tranzitorie (fig. 4.73,*b*). Dacă I_k este curentul de scurtcircuit stabilizat atunci $X_d'' = U_s''/I_k$ şi $X_d' = U_s'/I_k$. Curba înfăşurătoare permite determinarea constantelor de timp T_{d0}'' şi T_{d0}' (fig. 4.73,*c*); fiind cunoscute aceste constante se calculează $T_d'' = T_{d0}'' \frac{X_d''}{X_d'}$ şi $T_d' = = T_{d0}' \frac{X_d'}{X_d}$. Valorile reactanţelor X_d'' şi X_d' sînt valori nesaturate.

Considerînd întreruperea ideală se realizează o treaptă de curent cu valoarea $I_{d0} = U_0/X_d$. Variaţiile în timp ale curenţilor $i_d(t)$ şi $i_q(t)$ sînt: $i_d(t) = I_{d0} \cdot 1(\tau)$; $i_q(\tau) = 0$. În acest regim fluxurile magnetice sînt: $\psi_d = \frac{d}{d\tau}\int_0^{\tau} x_d(t)\, i_d(\tau - t)\, dt = I_{d0}\, x_d(t)$; $\psi_q(\tau) = 0$.

Neglijînd rezistenţa statorului ($r \approx 0$), ecuaţiile maşinii pe cele două axe sînt:

$$U_d(\tau) = \frac{d\psi_q}{d\tau} = I_{d0}\frac{d x_d(\tau)}{d\tau}; \quad U_q(\tau) = \psi_d(\tau) = I_{d0}\, x_d(\tau); \ (\nu = 1).$$

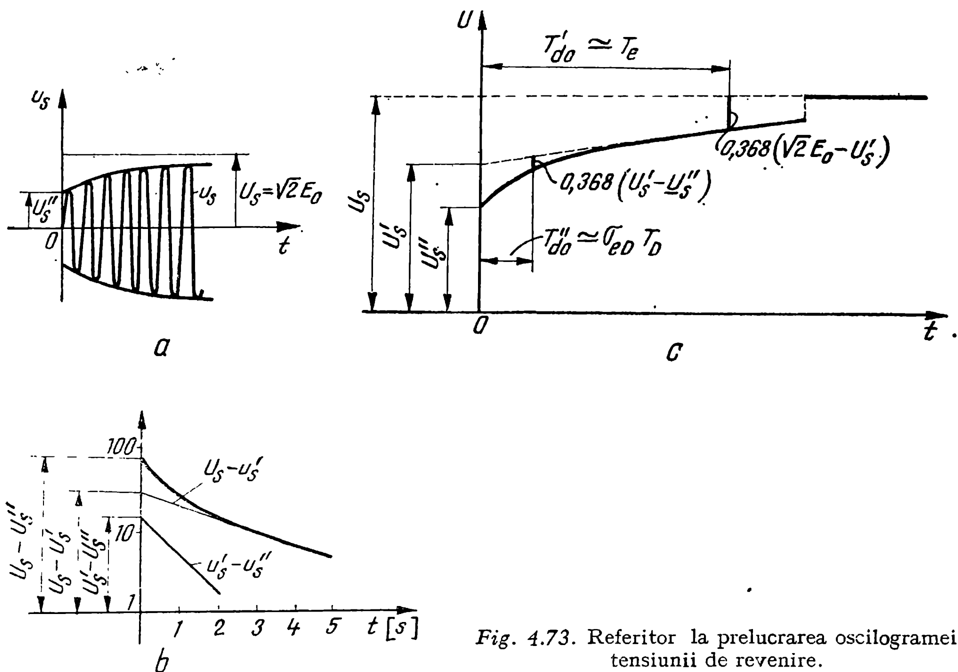


Fig. 4.73. Referitor la prelucrarea oscilogramei tensiunii de revenire.

Tensiunea de fază u_A devine: $u_A \approx I_{sc}\, x_d(\tau) \sin\tau$, dacă $\frac{d\, x_d(\tau)}{d\,\tau} \ll x_d(\tau)$, adică $x_d(\tau)$ este înfășurarea curbei de revenire a tensiunii la borne.

4.25.7. MĂSURAREA IMPEDANȚEI DE SUCCESIUNE INVERSĂ ȘI HOMOPOLARĂ

a) *Impedanța de succesiune inversă* a mașinii sincrone, teoretic, se determină simplu, dacă statorul mașinii sincrone se alimentează cu tensiuni de succesiune inversă, iar rotorul are viteza de sincronism (în sens invers succesiunii fazelor); înfășurarea de excitație este scurtcircuitată.

Se măsoară tensiunea U_2 și curentul I_2 pentru o fază statorică și $Z_2 = U_2/I_2$; dacă se măsoară și puterea P absorbită de mașină atunci $R_2 = P/3\, I_2^2$ și $X_2 = \sqrt{Z_2^2 - R_2^2}$. Efectuarea măsurătorilor este dificilă, fiindcă rotorul nu este în sincronism cu rețeaua care alimentează statorul, aparatele de măsurat oscilează cu frecvențe mici, antrenarea mașinii sincrone cu un motor sincron alimentat de la aceeași rețea ar facilita măsurătorile.

O metodă mai avantajoasă o constituie măsurătorile efectuate la scurtcircuitul între două faze, în regim stabilizat (fig. 4.74). Rotorul este simetric și are viteza apropiată de viteza de sincronism și excitația mașinii este reglată astfel încît fazele scurtcircuitate ale statorului să fie parcurse de curentul nominal. În acest caz:

$$\underline{U}_2 = j\,\frac{U}{3\sqrt{3}}\,(a^2 - a),\; I_2 = \frac{I}{3}\,(a^2 - a) \text{ și deci } \underline{Z}_2 = \underline{U}_2/\underline{I}_2 = j\,\frac{U}{\sqrt{3}\,\underline{I}}\,.$$

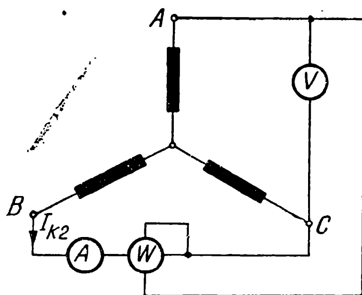


Fig. 4.74. Schema de principiu pentru determinarea impedanței de succesiune inversă (scurtcircuit bifazat).

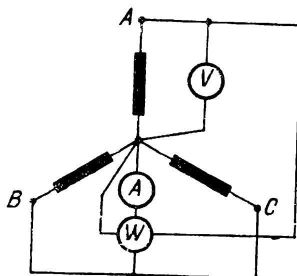


Fig. 4.75. Schema de principiu pentru determinarea impedanței homopolare (scurtcircuit între două faze și la nul).

Dacă φ este defazajul între fazorii $\underline{U}$ și $\underline{I}$, atunci:

$$\underline{Z} = \frac{U}{\sqrt{3}I} e^{-j\varphi} = \frac{U}{\sqrt{3}I} (\sin\varphi + j\cdot\cos\varphi) = R_2 + jX_2$$

$$\text{deci } X_2 = \frac{U}{\sqrt{3}I}\cos\varphi = \frac{P}{\sqrt{3}I^2}; \quad R_2 = \sqrt{Z_2^2 - X_2^2}; \quad Z_2 = U/\sqrt{3}I.$$

S-a presupus că tensiunea și curentul variază sinusoidal.

În cazul rotorului cu poli aparenți curentul la scurtcircuit bifazat este determinat atît de reactanța de succesiune directă, cît și de reactanța de succesiune inversă și metoda nu este precisă.

De multe ori R_2 nu se poate neglija astfel în cazul turbogeneratorului cu rotor masiv rezistența R_2 este importantă datorită pierderilor de putere în rotor.

b) *Determinarea parametrilor R_0 și X_0* poate fi realizată prin mai multe metode.

O primă metodă constă în a realiza scurtcircuitul bifazat și la neutru (fig. 4.75): se măsoară puterea activă P, curentul I și tensiunea U, rezultă: $R_0 = P/I^2$; $Z_0 = U/I$; $X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}$.

O a doua metodă constă în a înseria fazele statorului și a alimenta circuitul de la o sursă de tensiune monofazată, astfel încît curentul să fie aproximativ cel nominal.

Înfășurarea de excitație se leagă în scurtcircuit, se măsoară tensiunea U, curentul I și puterea P. Rezultă:

$$Z_0 = \frac{U}{3I}; \quad R_0 = P/3I^2; \quad X_0 = \sqrt{Z_0^2 - R_0^2}.$$

4.26. MĂSURAREA UNGHIULUI INTERN LA MAȘINA SINCRONĂ[1]

În energetică se acordă o atenție tot mai mare informațiilor referitoare la funcționarea generatoarelor sincrone, care sînt folosite în sistemul de reglaj și în cadrul cărora un loc important îl ocupă informația de unghi intern și semnalele adiționale provenite din ea. Metodele de măsurare a

[1] Valini, A., Mariotti, G., *Metodi e dispositivi per la misura dell' angolo din coppia nelle machine sincrone.* În: L'Energia Elettrica, Milano, 1961.

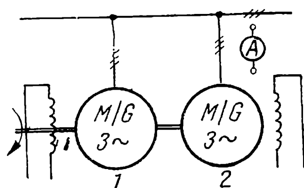


Fig. 4.76. Măsurarea unghiului intern cu generator auxiliar: *M*-motor de antrenare:

1 — generator principal; *2* — generator auxiliar.

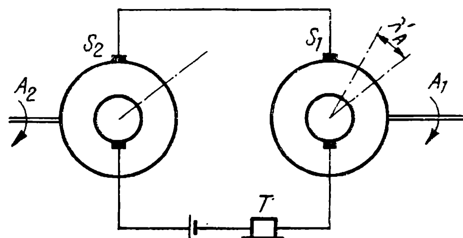


Fig. 4.77. Schema electrică pentru măsurarea unghiului intern prin metoda mașinii sincrone separate.

ughiului intern se împart în două clase: în prima clasă unghiul intern se determină ca un unghi geometric între axa cîmpului magnetic învîrtitor inductor (axa polului rotoric) și axa cîmpului magnetic învîrtitor rezultant; în a doua clasă intră metodele care determină unghiul intern ca un unghi electric între t.e.m. E_0 și tensiunea la borne U.

a) Se prezintă unele *metode din prima clasă*. *Metoda mașinii auxiliare* folosește schema din figura 4.76; la mașina sincronă principală *1* a cărui unghi intern se măsoară, se cuplează mecanic cu o mașină sincronă auxiliară *2* care este alimentată de la aceeași rețea, evident succesiunea fazelor celor două mașini în raport cu rețeaua este aceeași. Se aduce mașina *1* la funcționarea în gol ideal (cu motorul M), înfășurarea de excitație fiind alimentată, în această situație curentul prin mașină este nul. Mașina *2* se aduce în aceeași situație prin rotirea statorului. În acest caz cele două mașini au unghiul $\delta = 0$ (E_0 este în fază cu U), se ia ca referință această poziție a statorului mașinii *2*. Dacă se încarcă mașina *1* pentru o excitație dată și apoi se rotește statorul mașinii *2* pînă ce curentul din stator este din nou nul, atunci se obține unghiul spațial λ și $\delta = p\lambda$. În locul mașinii *2* cu stator mobil se poate utiliza o mașină cu stator p fix alimentată printr-un regulator de fază de la aceeași rețea, se variază cu unghiul λ_A poziția rotorului regulatorului pînă cînd curentul este din nou nul și $\delta = \lambda_A p_A$ unde p_A este numărul de perechi de poli ai regulatorului de fază.

Metoda mașinii sincrone auxiliare separată mecanic permite determinarea unghiului intern prin compararea poziției unui punct solidar cu axul mașinii de studiat cu un punct solidar cu axul mașinii auxiliare care funcționează ca motor sincron în gol, cele două mașini sînt alimentate de la aceeași rețea. Compararea poziției celor două puncte se face prin mai multe procedee. În figura 4.77 se prezintă un astfel de procedeu. Pe fiecare din arborii celor două mașini este fixat un disc din material izolant prevăzut pe una din fețe cu o rază metalică ce vine în contact cu peria care alunecă pe periferia discului, discul mic are periferia metalizată și în contact cu raza metalică. Cele două discuri sînt conectate în serie cu un telefon T și o sursă de ton. Pentru măsurarea unghiului intern se fixează curentul de excitație și mașina de încercat *1* se aduce cu motorul M la $\delta = 0$. Se decalează peria care alunecă la periferia discului solidar cu axul mașinii *2* pînă cînd contactele ambelor discuri se închid simultan și telefonul T emite un sunet. Se încarcă mașina *1* și atunci $\delta \neq 0$, sunetul dispare deoarece contactele celor două discuri nu

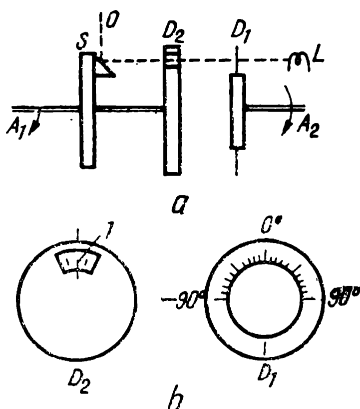


Fig. 4.78. Măsurarea unghiului intern prin metoda mașinii separate cu ajutorul a două discuri:

D_1 — disc transparent; D_2 — disc cu fantă și fir reticular; L — lampă de iluminat, S — obiectiv pentru reflectarea luminii cu 90°.

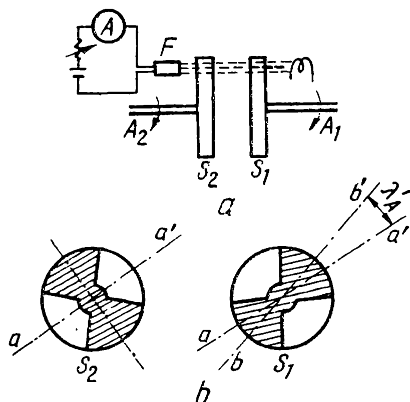


Fig. 4.79. Măsurarea unghiului intern prin metoda mașinii separate cu circuit cu fotodiodă:

S_1,S_2 — discuri; F — fotodiodă; A — ampermetru.

se închid simultan. Se deplasează cu unghiul λ_A peria pe discul mașinii *2* pînă se obține din nou sunetul, rezultă $\delta = p_2\lambda_A$, unde p_2 este numărul perechilor de poli ai mașinii *2*. Poziția relativă a celor două discuri se poate determina și pe cale stroboscopică.

O altă metodă (fig.4.78) *utilizează două discuri* D_1 și D_2 *fixate pe arborii* A_1 și A_2. Discul D_1 este prevăzut cu un inel transparent gradat și este iluminat de o sursă luminoasă L, discul D_2 are un orificiu cu fir reticular *I*. Pe un alt disc se află o prismă care deviază fasciculul de lumină spre observator și unghiul λ_A se poate citi direct dacă poziția rotorului mașinii *1* la $\delta = 0$ coincide cu „0" de pe scală.

O altă variantă (fig. 4.79) *se bazează pe cantitatea de lumină primită de o celulă fotoelectrică F*. Pe fiecare din cele două axe A_1 și A_2 este montat un disc format din sectoare pline care alternează cu sectoare goale (mașinile *1* și *2* au același număr de poli). Discurile sînt astfel montate încît la $\delta = 0$ pentru ambele mașini nu trece lumină de la sursa de lumină L la celula fotoelectrică F (golurile unui disc se află în fața sectoarelor pline ale celuilalt disc). Dacă mașina *1* se încarcă și $\delta \neq 0$ atunci și discurile se decalează și lumina ajunge la celula F; cantitatea de lumină este proporțională cu suprafața prin care trece și deci cu unghiul δ. Curentul I din circuitul celulei fotoelectrice F depinde de cantitatea de lumină și deci de δ. Dacă se cunoaște caracteristica $I = f(\psi)$ unde ψ este fluxul luminos și $\psi = f(\delta)$ atunci se poate determina simplu unghiul δ.

Pe fiecare din cele două axe se montează un selsin (fig. 4.80), un selsin funcționează în regim de generator (G) și alimentează selsinul T care funcționează în regim de transformator a cărui tensiune rotorică are valoarea eficace $U_2 = k \sin \lambda_A$ (la $\delta = 0$ se reglează poziția statoarelor selsinelor astfel ca $U_2 = 0$). Tensiunea se măsoară cu voltmetrul V_λ și se determină $\delta = p\lambda_A$. Schema din figura 4.81 utilizează trei selsine, *2* în regim de generator (G_1 și G_2) și un selsin diferențial (DM). Pe discul gradat a lui DM se citește λ_A. Unghiul δ se poate determina prin metoda stroboscopică, în care

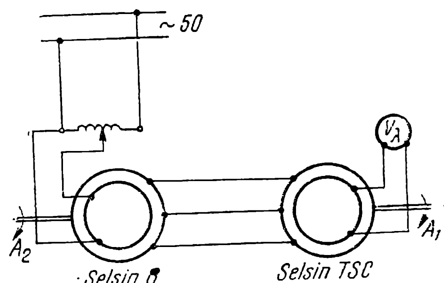


Fig. 4.80. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul selsinelor:

G — selsin în regim de generator; *TSC* — selsin în regim de transformator.

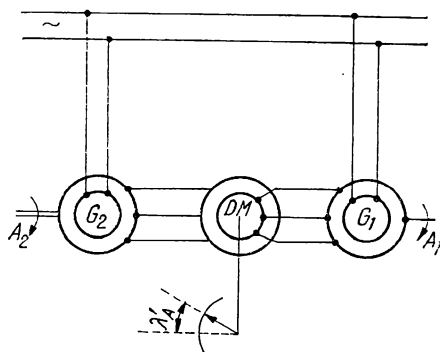


Fig. 4.81. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul selsinelor:

G_1, G_1' — selsin în regim de generator; *DM* — selsin în montaj diferențial.

caz se utilizează un disc gradat (de rază mare pentru a se putea citi cu mai mare precizie) fixat de stator concentric cu axul mașinii; pe ax se montează o tijă cu ac indicator care se rotește paralel cu discul și se află la o distanță mică de disc (tija poate avea ac indicator la ambele capete).

Se fixează poziția pentru $\delta=0$ și se citește direct pe disc unghiul λ_A.

b) Pentru cea de-a doua clasă de metode se prezintă cîteva scheme de principiu. O metodă simplă de o precizie modestă este indicată în figura 4.82. Pe axul mașinii sincrone se fixează una sau mai multe piese din material feromagnetic (conform cu numărul perechilor de poli). O bobină care are ca miez un magnet permanent este fixă în spațiu și poziționată în același plan (perpendicular pe axul mașinii) cu piesa feromagnetică. Se oscilografiază tensiunea de alimentare (de fază) și t.e.m. indusă în bobină. Decalajul între cele două unde determină unghiul δ (bobina se poziționează astfel ca la $\delta=0$, ambele tensiuni să treacă prin zero). O a doua metodă utilizează un circuit electronic care transformă tensiunea de fază U_f în impulsuri, iar impulsurile corespunzătoare t.e.m. E_0 provin direct de la un dispozitiv electromecanic care realizează închiderea periodică a unui circuit prin discul fixat pe rotor (fig. 4.83).

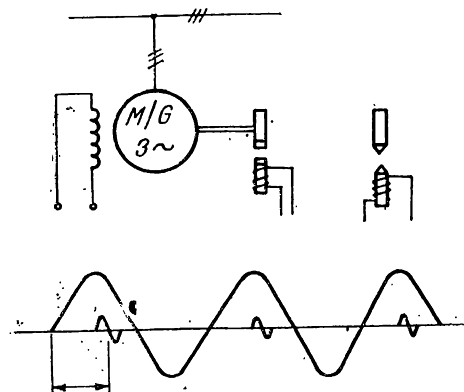


Fig. 4.82. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul unui traductor inductiv.

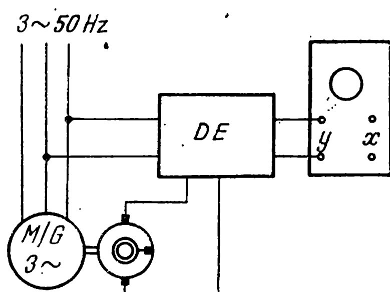


Fig. 4.83. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul unui traductor cu semnal sub formă de impulsuri.

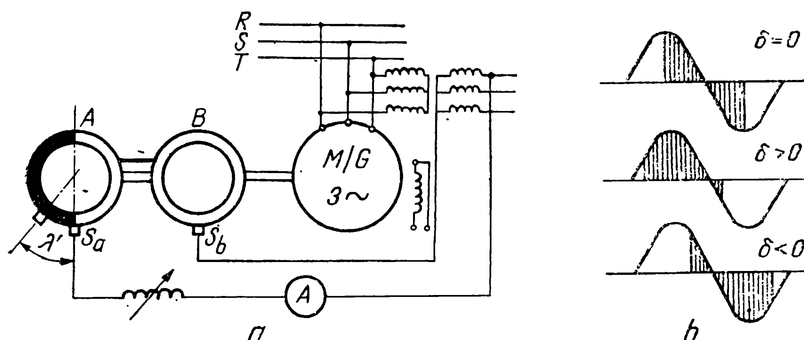


Fig. 4.84. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul a două discuri montate pe același ax:

a — schema electrică; *b* — explicativă la semnul unghiului δ.

Cînd mașina sincronă se încarcă $\delta \neq 0$, impulsurile sînt defazate. Impulsurile celor două mărimi sînt prelucrate de dispozitivul electronic *DE*, la $\delta = 0$ cele două impulsuri se suprapun și apoi însumate se aplică pe o diodă dublă, care are ieșirea conectată la osciloscop. Dispozitivele electronice de prelucrare a acestor impulsuri sînt de mai multe tipuri.

În figura 4.84 se prezintă un dispozitiv format din două inele izolante *A* și *B*; unul din inele *B* este metalizat pe toată periferia, celălalt inel are periferia formată din zone metalizate care alternează cu zone izolante. Zonele au aceeași întindere, numărul zonelor metalizate este egal cu numărul zonelor izolante și egal cu numărul perechilor de poli ai mașinii. Circuitul de măsură se alimentează de la rețea și este format din periile S_a și S_b, o rezistență și un ampermetru care măsoară valoarea medie a curentului din circuit. Pentru $\delta = 0$ curentul mediu prin circuit este zero pentru că discul *A* permite închiderea circuitului numai pe o jumătate de perioadă și discurile sînt astfel dispuse încît la $\delta = 0$, curentul mediu este zero, dacă $\delta \neq 0$ atunci curentul mediu este diferit de zero și depinde de unghiul δ $\left(I = I_m \frac{2}{\pi} \sin \delta\right)$.

Schema din figura 4.85 utilizează o mașină auxiliară și două wattmetre electrodinamice W_x și W_y.

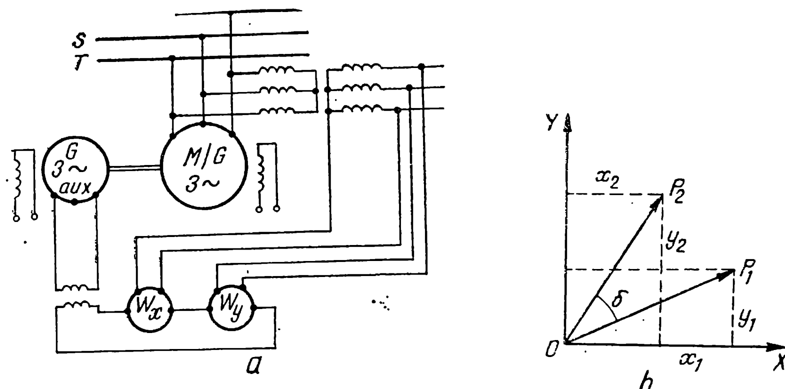


Fig. 4.85. Măsurarea unghiului intern prin metoda celor două wattmetre:

a — schemă electrică; *b* — diagramă fazorială.

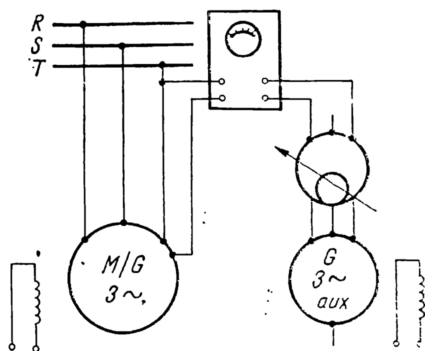


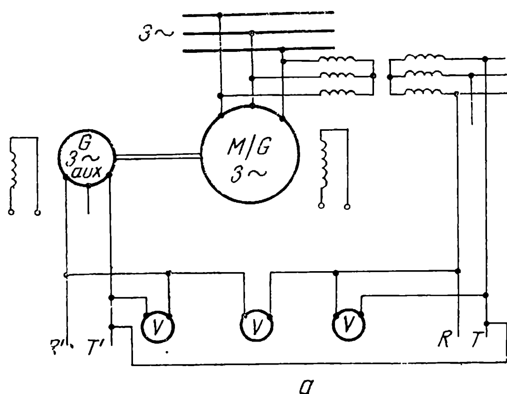
Fig. 4.86. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul mașinii auxiliare și a regulatorului de fază.

Bobinele de curent sînt conectate în serie și alimentate de la generatorul auxiliar cu un curent de valoare eficace constantă și a cărui fază variază cu E_0. Bobinele de tensiune sînt alimentate de la rețeaua care alimentează și mașina sincronă de încercat; W_x are bobina de tensiune alimentată cu tensiunea de fază U_{f1} iar W_y cu tensiunea U_{23} în cuadratură cu U_{f1}. Wattmetrul W_x măsoară puterea $P_1 = IU_{f1} \cos(I, U_{f1})$, iar wattmetrul W_y puterea $P_2 = IU_{23} \cdot \cos(I, U_{23})$. În sistemul de coordonate cartezian se construiesc vectorii OP_1 și OP_2. Vectorul OP_1 se determină la $\delta=0$ și are proiecțiile x_1, y_1 măsurate de W_x și W_y; pentru $\delta \neq 0$ se construiește vectorul OP_2 cu coordonatele x_2, y_2.

În figura 4.86 se prezintă o schemă care permite măsurarea directă a unghiului δ cu ajutorul unui regulator de inducție. La $\delta=0$ regulatorul este adus în poziția în care U_f și E_0 sînt în fază (se notează cu „0" această poziție), la încărcarea mașinii $\delta \neq 0$, iar regulatorul se aduce în poziția în care la osciloscop se constată că imaginea este aceeași ca și la $\delta=0$ și unghiul se citește direct dacă regulatorul este gradat în grade electrice.

Determinarea unghiului δ poate fi simplificată prin utilizarea voltmetrelor (fig. 4.87). La mașina auxiliară se măsoară tensiunea $U_{T'R'}$, iar la mașina de încercat tensiunea U_{RT}; tensiunea $U_{R'T'}$ este reglată la aceeași valoare eficace ca și U_{RT}, apoi cele două tensiuni sînt aduse în fază (de exemplu, prin rotirea statorului mobil al mașinii auxiliare), această condiție este indicată de voltmetrul conectat între R și R', $U_{RR'} = 0$. Cînd mașina sincronă de încercat se încarcă atunci $U_{RR'} \neq 0$ și $U_{RR'} = 2\, V_{RT} \sin(\delta/2)$, $(|V_{RT}| = |V_{R'T'}|)$, la unghiuri mici $V_{RR'} = V_{RT} \cdot \delta$.

În figura 4.88 se prezintă și o altă posibilitate de măsurare a unghiului δ. Mașina auxiliară alimentează circuitul de măsură; o lamelă vibrantă comandată de tensiunea rețelei închide circuitul de măsură numai pe o semiperioadă. La $\delta=0$, curentul mediu în circuitul de măsură este nul dacă



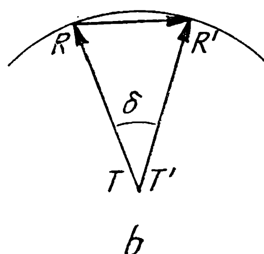


Fig. 4.87. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul a trei voltmetre: *a* — schemă electrică; *b* — diagramă fazorială.

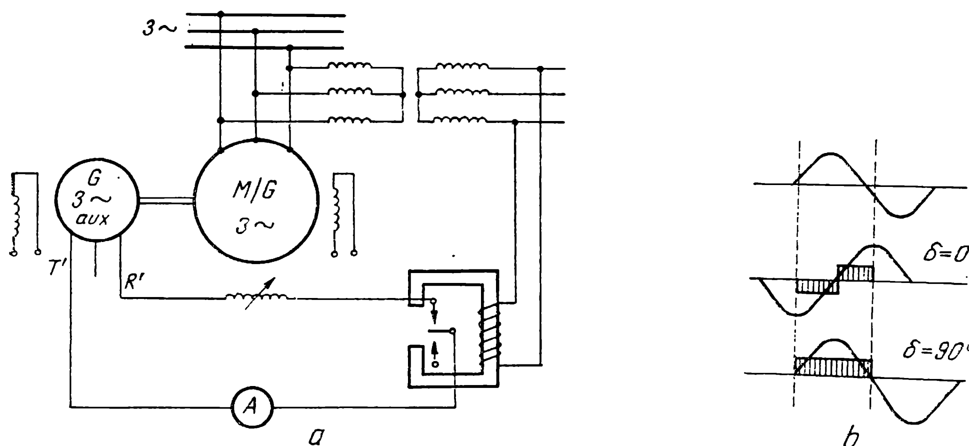


Fig. 4.88. Măsurarea unghiului intern cu ajutorul unui traductor cu impulsuri: *a* — schemă electrică; *b* — variația unghiului.

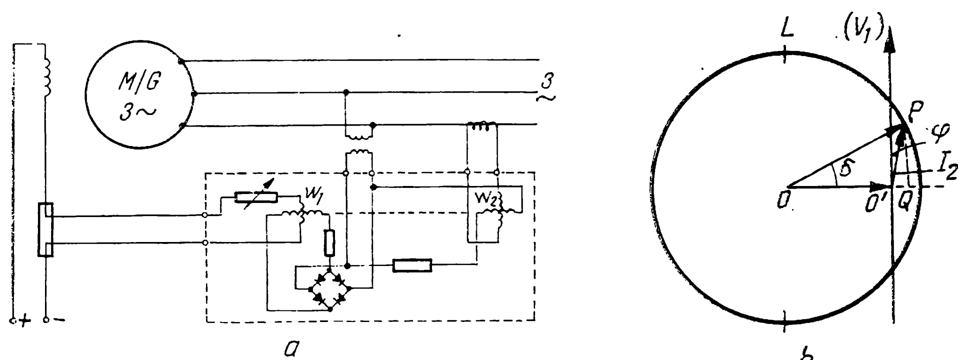


Fig. 4.89. Măsurarea unghiului intern cu două wattmetre și punte redresoare: *a* — schemă electrică: *b* — diagramă fazorială.

statorul mașinii auxiliare este adus într-o poziție corespunzătoare. Ampermetrul A măsoară valoarea medie a curentului care se află într-o relație simplă cu unghiul $\delta \left(I = I_m \cdot \frac{2}{\pi} \sin \delta \right)$.

O altă schemă cu două wattmetre pentru determinarea unghiului intern este prezentată în figura 4.89. Bobinele de tensiune ale celor două wattmetre sînt solidare. Watmetrul W_2 măsoară puterea $V_f I_2 \cos\varphi_2$ iar W_1 puterea $KV_f I_e$. Diagrama construită cu aceste date permite stabilirea relației: $\sin \delta = PQ/OP = V_f I_2 \cos \varphi / K V_f I_e$.

4.27. SISTEME DE EXCITAȚIE PENTRU MAȘINI SINCRONE

Mașinile sincrone se construiesc într-o gamă foarte largă de puteri, fapt care conduce la o mare varietate de sisteme de excitație ale mașinii. Pentru alimentarea înfășurării de excitație în curent continuu, uzual, sînt

necesare inele colectoare montate pe axul mașinii și perii de contact, fixate pe stator, care alunecă pe inele.

Sursa de curent continuu este, fie o mașină excitatoare sau simplu excitatoare, fie o instalație de excitație. Excitatoarea sau instalația de excitație fac parte dintr-un sistem de excitație care asigură funcțiuni multiple de reglaj și protecție. În condițiile creșterii continue a puterii grupurilor unitare din sistemele electroenergetice, sistemul de excitație al generatorului sincron devine un element de prim ordin în exploatarea mașinii sincrone.

O condiție importantă impusă sistemului de excitație este realizarea unei viteze de răspuns mare, adică asigurarea creșterii în timp scurt a tensiunii la bornele înfășurării de excitație a generatorului, pentru a putea restabili rapid tensiunea la bornele generatorului sincron în caz de avarii în sistemul electroenergetic; sistemele de excitație trebuie să asigure și un plafon ridicat al tensiunii de excitație în vederea forțării excitației în regimuri tranzitorii de avarie. Reglarea curentului de excitație este necesară în regimurile normale ale mașinii sincrone în diferite scopuri: încărcarea sau descărcarea de putere reactivă a unui generator sincron cînd funcționează într-un sistem de mare putere; ridicarea tensiunii unui întreg sistem energetic prin creșterea simultană a excitației tuturor generatoarelor, modificarea factorului de putere sub care funcționează un motor sincron etc.

Noțiunea de sistem de excitație este relativ nouă, ea s-a impus pe măsură ce s-au dezvoltat și au sporit în complexitate echipamentele specializate în asigurarea excitării generatoarelor sincrone de mare și foarte mare putere care debitează în sistemele energetice, precum și conducerea procesului de excitație după legile dictate de cerințele sistemului energetic.

Astfel, considerînd generatoarele sincrone de mare putere care debitează în sistemul energetic, pentru a se asigura o repartiție de energie convenabilă consumatorilor, concomitent cu o producție rațională de energie electrică, este absolut necesar, ca tensiunea la consumatori să fie cît mai constantă posibil, și aceasta în condițiile în care în sistem au loc variații permanente ale sarcinilor active și reactive, care produc după cum este cunoscut variații de tensiune la sistemele de bare.

De asemenea, deranjamentele din sistemul electroenergetic (scurtcircuite) sînt însoțite de puternice variații ale tensiunii, creînd pericolul pierderii sincronismului generatoarelor sincrone și deci a stabilității.

Pentru asigurarea puterii pe care o mașină sincronă o debitează în sistem în condiții de tensiune constantă, și funcționare stabilă, fiecare agregat este înzestrat cu două sisteme de reglaj: unul pentru reglarea automată a vitezei de rotație, care comandă în funcție de viteza de rotație, vana de admisie a agentului motor primar (abur, apă etc.) și unul pentru reglarea automată a tensiunii, care comandă în funcție de mărimile de ieșire ale generatorului sincron (tensiune, curent, putere, unghi etc.) tensiunea de excitație aplicată indusului. În figura 4.90 este prezentată o schemă de principiu a unui generator sincron împreună cu cele două sisteme de reglaj, *RAV* și *RAT*.

De regulă la apariția unei perturbații în sistem, primul care acționează este regulatorul automat de tensiune (*RAT*), care are o viteză de răspuns mai mare și este comandat de tensiunea de la bornele generatorului. Regulatorul automat al vitezei (*RAV*) intervine la 0,2...0,5 secunde de la producerea (semnalarea) primei oscilații, prin închiderea (sau deschiderea) vanei

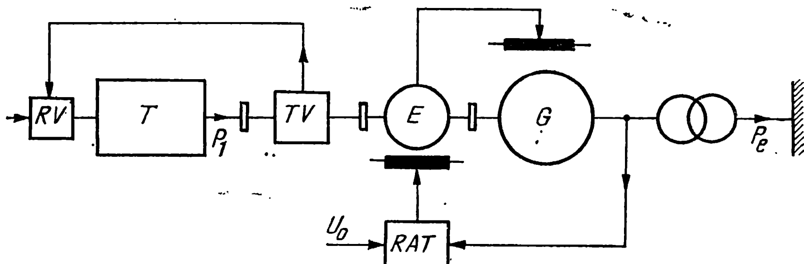


Fig. 4.90. Generator sincron și elemente de reglaj (schemă de principiu):
G — generator sincron; E — excitatoare; T — turbină; RAT — regulator automat de tensiune; RV — regulator de viteză; U_0 — tensiune de referință; TV — traductor de viteză; P_1 — putere mecanică; P_e — putere electrică.

de admisie a agentului primar. Rezultă de aici importanța majoră pe care o are, în asigurarea funcționării stabilizate la tensiune constantă, sistemul de excitație al generatorului sincron.

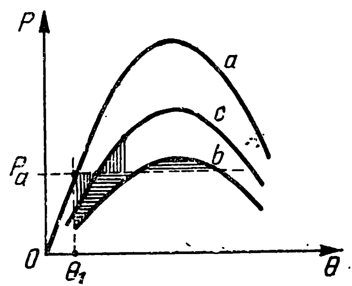


Fig. 4.91. Criteriul ariilor egale aplicat în cazul scurtcircuitului de linie și forțarea excitației:
a — caracteristica puterii înainte de scurtcircuit; b — impediat după scurtcircuit; c — după forțarea excitației.

În cazul în care perturbația sistemului provine dintr-un scurtcircuit pe linia de transmisie a energiei electrice, se produce o scădere rapidă a tensiunii la borne, cu atît mai mare cu cît scurtcircuitul este mai apropiat de centrală. Tensiunea la borne fiind mică, caracteristica puterii generatorului coboară mult sub cea corespunzătoare situației dinaintea scurtcircuitului, fiind amenințată stabilitatea dinamică a generatorului respectiv (fig. 4.91). Dacă însă, în această situație se mărește rapid, în perioada creșterii unghiului intern, tensiunea de excitație, se ridică din nou caracteristica puterii (curba c din figura 4.91), astfel că după cîteva oscilații amortizate situația se stabilizează. Procesul de creștere rapidă și în limite mari a curentului de excitație se numește *forțarea excitației*. S-a constatat practic că majorarea curentului de excitație nu trebuie continuată pe întreaga durată a scurtcircuitului, ci numai atît timp cît unghiul intern crește. După ce unghiul intern atinge valoarea lui maximă și ulterior începe să scadă, trebuie redus corespunzător curentul de excitație. Este utilă deci variația tensiunii de excitație după o lege dată de derivata în timp a unghiului intern al mașinii sincrone. Acest lucru implică folosirea ca elemente de intrare în RAT, pe lîngă tensiunea, curentul, respectiv puterea de ieșire din generator, a unor semnale adiționale de unghi intern.

Trebuie menționat că tendințele actuale de proiectare a mașinilor sincrone converg către creșterea continuă a puterilor unitare. Există în prezent generatoare de 1500 MVA și se tinde la realizarea de unități de 2000—3000 MVA. Acest lucru se poate realiza prin utilizarea sistemelor de răcire directă cu agenți de răcire lichizi (apă, ulei). Ca o consecință a acestui fapt, negativă din punct de vedere al stabilității naturale a generatoarelor, este continua înrăutățire a caracteristicilor mecanice și electrice. Reactanțele sincrone sînt mult mai mari decît cele naturale, în timp ce momentele de

inerție, și deci timpii de lansare nu au crescut, ci dimpotrivă în unele cazuri s-au redus cu creșterea puterii.

În această situație sistemele de excitație trebuie să preia, suplimentar și sarcina de a compensa caracteristicile defavorabile ale generatoarelor sincrone, pentru a menține stabilitatea în funcționare a ansamblului sistem de excitație — mașină sincronă — sistem energetic.

Parametrii care caracterizează un sistem de excitație cu *RAT*, sînt următorii:

— timpul de răspuns al *RAT* (durata de la apariția perturbației pînă cînd începe să crească tensiunea de excitație), care trebuie să fie de cel mult 0,05 secunde;

— plafonul excitației ($p = U_{emax}/U_{enom}$), care trebuie să fie de cel puțin 1,5...2,5;

— viteza medie de răspuns a excitației $\left(v_{em} = \frac{\Delta U_e}{\Delta t}\right)$ exprimată pe intervalul $\Delta t = 0{,}5$ s, și care trebuie să fie între (0,8...1,2). U_{enom} (V/s).

Trebuie menționat că pentru mașini sincrone de puteri mai mari de 100 MW, durata de timp pe care se definește viteza medie de răspuns a excitației trebuie să fie mai mică (pînă la 0,05 s). În ceea ce privește comportarea sistemelor de reglare a tensiunii de excitație se constată că ridicarea numai a plafonului de excitație fără o creștere a vitezei de atingere a acestui plafon este ineficientă. În general, pentru asigurarea unei stabilități dinamice suficiente, este necesar ca plafonul p de minimum 2 să fie atins în maximum 50 ms.

În figura 4.92 se arată variația tensiunii de excitație, U_e în cazul unui scurtcircuit pe linia de transmisie, în cazul unui sistem de *RAT* static, cu tiristoare (ideal din punct de vedere al timpului de răspuns) și unul prevăzut cu mașină excitatoare de curent continuu, pentru aceeași valoare a plafonului excitației, $p = U_{emax}/U_{en}$.

În tabelul 4.4 sînt dați cei mai importanți parametri ai sistemelor de excitație pentru turbogeneratoarele de 50—330 MW aflate în sistemul energetic național, de fabricație URSS (Electrosila), RSC(SKODA) sau RSR (licență Alsthom).

Perfecționarea continuă a sistemelor de excitație pentru generatoarele sincrone care debitează în sisteme energetice este determinată de cumularea unor funcții complexe de către sistemul de excitație, legate de:

— asigurarea excitației mașinii sincrone în regimuri staționare diferite, de la mersul în gol pînă la încărcarea maximă;

— asigurarea stabilității dinamice a generatoarelor la încărcări bruște sau descărcări bruște prin forțarea excitației sau, dimpotrivă prin dezexcitare rapidă;

— menținerea tensiunii la un nivel satisfăcător în timpul avariei, cît și revenirea ei într-un timp cît mai scurt după înlăturarea defectului.

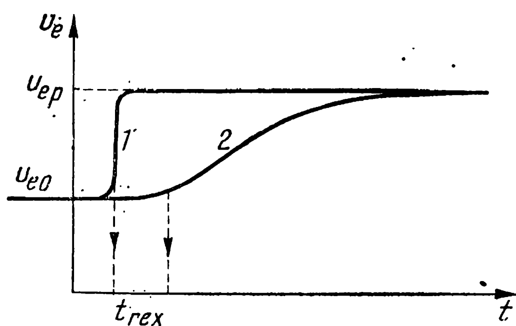


Fig. 4.92. Variația tensiunii de excitație în cazul intervenției *RAT*:
1 — sistem de excitație static, cu tiristoare; *2* — excitatoare de c.c. rotativă.

TABELUL 4.4. **Date caracteristice ale sistemelor de RAT pentru unele generatoare sincrone instalate în sistemul energetic național**

Putere nominală și proveniența	50–60 MW URSS	50 MW SKODA	100 MW SKODA	150 MW URSS	200 MW URSS	315/330 MW ALSTHOM
Tensiunea de excitație nominală, V	250	350	360	270	316	360
Plafonul excitației, $U_{e\,max}/p$	$\frac{500}{2}$	$\frac{780}{2,25}$	$\frac{720}{2}$	$\frac{540}{2}$	$\frac{632}{2}$	$\frac{842}{2,34}$
Durata maximă de forțare a excitației, s	20	5	4	20	20	8
Viteza de răspuns pentru t=0,5 s	—	2,5	2,2	2	2	2,75
Timpul de răspuns (timp mort al *RAT*), s	—	0,05	0,05	—	0,03	0,01
Tipul sistemului de excitație	Mașină de c.c cu excitație derivație	Mașină de c.c și sub excitatoare pilot	Amplidină antrenată de motor asincron cu volant	Alternator de 500 Hz cu sistem de redresare și comandă prin amplificatoare magnetice		Alternator de excitație și subexcitatoare de c.a.

Din punctul de vedere al autonomiei sursei de energie necesare excitației mașinii sincrone, sistemele de excitație pot fi independente sau dependente. În cadrul sistemelor de excitație independente, mașina excitatoare funcționează autonom, fără nici o legătură cu regimul de funcționare al generatorului. De cele mai multe ori mașina excitatoare preia puterea mecanică direct de la axul principal.

Sistemele de excitație dependente preiau direct energia electrică de la bornele generatorului principal (autoexcitație). Cazul acestor sisteme, fără luarea unor măsuri speciale, trebuie considerat ca defavorabil din punct de vedere al siguranței în funcționare, deoarece în caz de avarie (scurtcircuit), excitația nu poate fi comandată în așa fel încît să ușureze condițiile de revenire a mașinii la starea normală.

Se prezintă în continuare cîteva sisteme de excitație mai uzuale.

În figura 4.93, *a*, *b* sînt prezentate scheme de excitație autonomă, cu mașini de curent continuu. Excitatoarea principală (*Ex*), cuplată pe axul principal, lucrează prin autoexcitație (fig. 4.93, *a*) sau prin excitație proprie (fig. 4.93, *b*), printr-o a doua mașină de curent continuu (subexcitatoare), montată tot pe axul principal. Subexcitatoarea lucrează prin autoexcitație. În ambele scheme, reglajul tensiunii de excitație se face prin reglajul excitației mașinii excitatoare prin intermediul regulatorului de tensiune. În figura 4.93, *b* se poate observa și modul în care, în funcție de tensiunea generatorului, se poate face forțarea excitației (prin închiderea contactului *C*) sau dezexcitarea rapidă (prin deschiderea contactului *C'*).

Se menționează că excitarea mașinilor sincrone prin mașini de curent continuu este limitată de puterea maximă a mașinilor de curent continuu. Astfel există dificultăți serioase în fabricarea unor mașini, de curent continuu, la turație relativ ridicată, de puteri peste 1 MW. Din acest motiv acest sis-

Fig. 4.93. Sistem de excitaţie cu excitatoare de c.c. rotativă:
a — excitatoare cu autoexcitaţie; *b* — excitatoare cu excitaţie independentă (subexcitatoare).

tem de excitaţie este limitat la unităţi de pînă la 200 MVA. De la această putere în sus maşina excitatoare principală este un alternator sincron auxiliar, iar curentul continuu necesar maşinii sincrone principale se obţine prin redresare.

În figura 4.94 este prezentată o asemenea schemă de excitaţie, care funcţionează împreună cu generatoarele sincrone de 315 MVA din sistemul nostru naţional. Se constată că reglarea curentului de excitaţie se face în funcţie de curentul principal de sarcină şi de tensiunea la bornele generatorului principal, prin puntea de tiristoare comandată care alimentează excitaţia alternatorului de excitaţie. Alternatorul de excitaţie *2* şi alternatorul pilot *3* sînt antrenate de axul principal.

O schemă mai complexă este prezentată în figura 4.95, în care alternatorul pilot este cu magneţi permanenţi. Se observă că excitaţia alternatorului de excitaţie poate fi alimentată, în alternativă, de la reţeaua auxiliară a centralei. În plus, se observă în figura 4.95 o reacţie negativă suplimentară, de stabilizare, de la ieşirea alternatorului de excitaţie. Schema este folosită de firma Brown-Boveri pentru un generator sincron de 1 333 MVA.

În figura 4.96 este prezentată schema de excitaţie a hidrogeneratoarelor de 190 MVA de la CHE Porţile de Fier. Alternatorul auxiliar pentru excitaţie, antrenat de axul principal, are o schemă de autoexcitaţie printr-o punte de redresare comandată. Pentru amorsarea schemei, alternatorul

Fig. 4.94. Schema excitaţiei turbogeneratorului de 315 MVA (CET Craiova):
1 — generator sincron; *2* — alternator de excitaţie; *3* — alternator pilot; *4* — redresor cu tiristoare; *5* — redresor cu diode de siliciu; *6* — transformator de tensiune; *7* — transformator de curent; *8* — regulator de tensiune; *9* — dispozitive de comandă pe grilă.

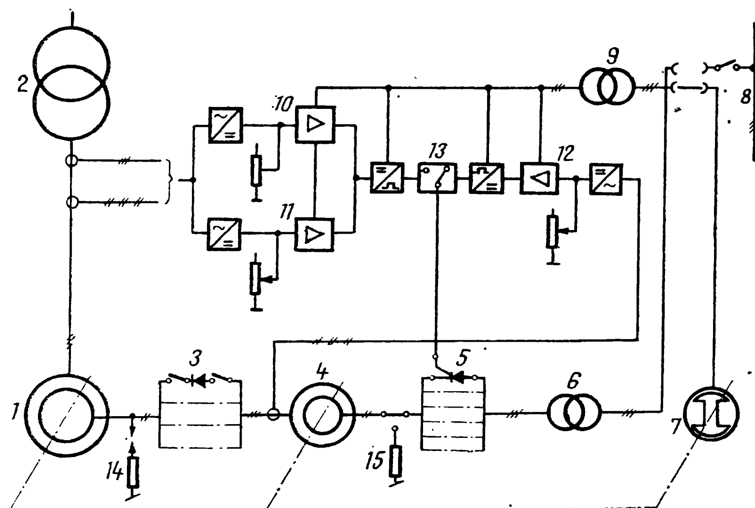


Fig. 4.95. Schemă de principiu pentru excitarea unui turbogenerator de 1333 MVA (Brown — Boveri):

1 — generator; *2* — transformator bloc; *3* — redresor cu diode; *4* — alternator de excitație principal; *5* — punte de tiristoare; *6* — transformator de alimentare a punții; *7* — alternator pilot cu magneți permanenți; *8* — rețea auxiliară; *9* — transformator de alimentare a dispozitivului de comandă; *10* — regulator de tensiune; *11* — regulator de unghi intern; *12* — regulatorul curentului de excitație; *13* — dispozitiv de conectare; *14* — scurtcircuitor; *15* — rezistența pentru dezexcitare.

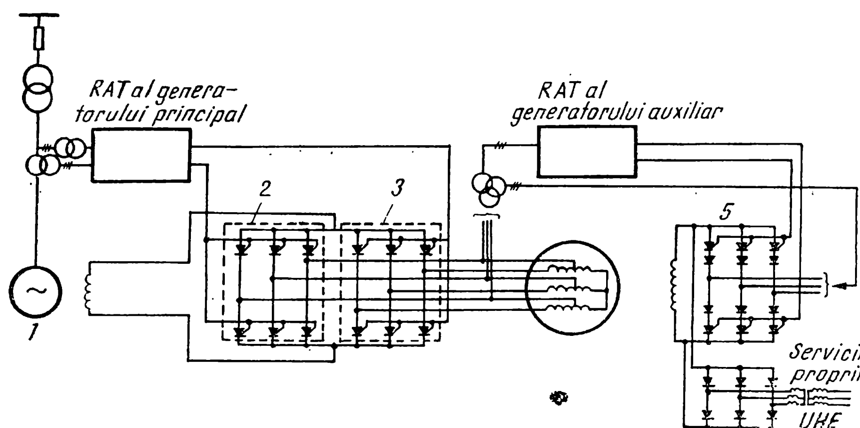


Fig. 4.96. Schema excitației hidrogeneratorului de 190 MVA de la CHE Porțile de Fier:

1 — generator principal; *2* — grupa de tiristoare care asigură regimul normal de lucru; *3* — grupa de tiristoare de forțare; *4* — generator auxiliar; *5* — grupa de tiristoare pentru excitarea generatorului auxiliar.

auxiliar se excită printr-o punte auxiliară, de la rețeaua proprie a centralei. Excitația generatorului principal se realizează prin două grupe de tiristoare, o grupă de lucru și una de forțare. Există două *RAT*, unul pentru generatorul principal, iar al doilea pentru alternatorul de excitație.

Se realizează în prezent și sisteme de excitație cu excitatoare de curent alternativ fără nici un fel de contacte alunecătoare (fără inele și perii la inductor). În aceste cazuri alternatorul de excitație are o construcție inversată, avînd inductorul stator și indusul rotor. Blocul de redresoare, este

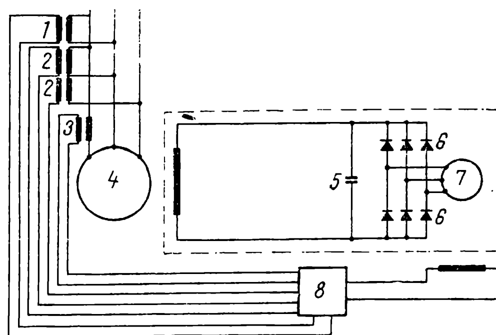


Fig. 4.97. Schema de excitație fără contacte alunecătoare (BBC):

1 — transformator de alimentare. *2* — transformator de tensiune; *3* — transformator de curent; *4* — generator sincron principal; *5* — condensator de protecție; *6* — punte de diode; *7* — alternator de excitație inversat; *8* — regulator. Partea încadrată se află pe rotor.

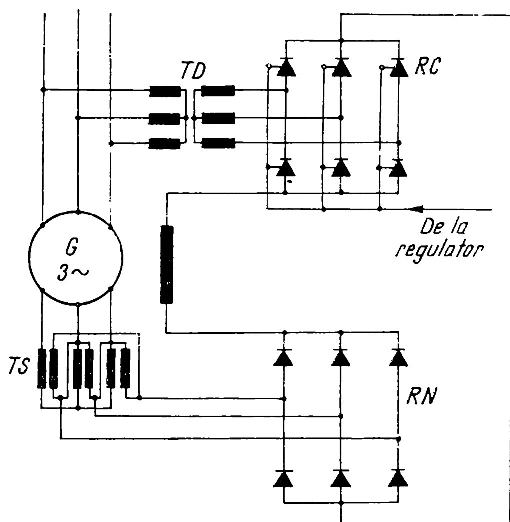


Fig. 4.98. Schemă de autoexcitație cu redresare comandată (soluție Alsthom):

G — generator principal; *TD* — transformator derivație; *TS* — transformator serie; *RN* — punte cu diode; *RC* — punte cu tiristoare.

situat pe rotorul generatorului principal și se află deci în mișcare de rotație. Comanda pentru reglajul curentului de excitație se aplică excitației alternatorului de excitație. O asemenea schemă de principiu este arătată în figura 4.97. Pe partea de curent continuu a punții de redresare din rotor este montat condensatorul *5* pentru protecția diodelor la supratensiunile de comutație, care apar datorită inductivităților de pe partea de curent alternativ.

Sistemele de excitație fără mașini excitatoare se bazează pe autoexcitarea mașinii sincrone. Energia necesară excitării se ia direct de la bornele mașinii, prin intermediul unui transformator, după care se redresează. Avantajul unor asemenea scheme constă în cost redus și simplitate constructivă, dar marele dezavantaj constă în siguranță redusă în funcționare.

În figura 4.98 este prezentată o schemă de autoexcitație cu redresare comandată, elaborată de firma Alsthom (Franța). Transformatorul serie (*TS*) alimentează o punte de diode care asigură excitația la mersul în sarcină și în general pentru regimurile limită (scurtcircuite). Puntea de tiristoare, comandată prin intermediul *RAT*, asigură excitarea la mersul în gol. Schema poate asigura o dezexcitare rapidă, prin comanda, în regim de invertor a redresorului cu tiristoare.

Tendințele actuale în alegerea sistemelor de excitație pentru generatoarele de mare putere converg înspre utilizarea excitatoarelor de curent alternativ și a schemelor de redresare comandată. Sistemele de excitație cu mașini de curent continuu reprezintă azi un stadiu depășit pentru unități de puteri peste 100 MVA, datorită dificultăților legate de comutația la perii care limitează viteza de rotație a axului, precum și datorită vitezei de răspuns reduse în cazul reglajului automat al tensiunii.

Mai trebuie remarcat şi faptul că puterea noilor sisteme de excitaţie, cu redresoare comandate, reprezintă un procent sensibil mai mic din puterea nominală a generatorului sincron (0,5...0,6% din puterea nominală, faţă de 1...1,2% pentru excitatoarele de curent continuu).

4.28. MAŞINI SINCRONE DE PUTERE MARE

În construcţia şi exploatarea maşinilor sincrone de mare putere apar o serie de particularităţi funcţionale şi de structură. Valorile parametrilor au implicaţii în primul rînd asupra stabilităţii maşinii. Parametrii mai importanţi în studiul stabilităţii sînt: parametrii generatorului H, X_d, X_d', X_d'', X_q, (X_q'), X_q'', T_d', T_d'', (T_q'), T_q'', X_σ, $X_{\sigma e}$, $E = f(I_e)$; funcţia de transfer a regulatorului de tensiune şi a altor elemente aferente turbinei; reactanţa relativă a transformatorului X_{tr} şi reţeaua, natura şocului (monofazat, scurtcircuit), poziţia şocului şi durata lui t_F.

Parametrii generatorului sînt determinaţi de construcţia maşinii şi se găsesc în anumite limite pentru maşinile de mare putere. Constanta de inerţie H scade cu creşterea puterii şi creşte odată cu creşterea numărului perechilor de poli p (fig. 4.99). Se poate indica o limită inferioară a lui H pentru că această mărime este mult influenţată de turbină. Reactanţa x_d (fig. 4.100) şi reactanţa x_d' (fig. 4.101), rezistenţa înfăşurării statorice r (fig. 4.102) şi constanta de timp T_d' (fig. 4.103) au o tendinţă de creştere

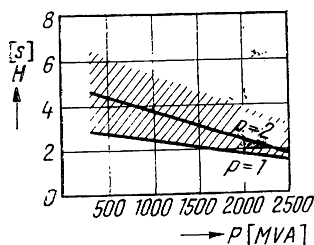


Fig. 4.99. Valorile constantei de inerţie H a turboalternatoarelor în raport cu puterea S (limitate inferior).

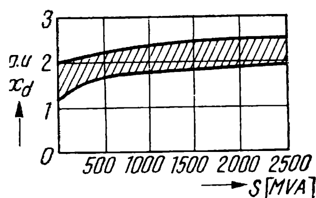


Fig. 4.100. Reactanţa sincronă X_d a turboalternatorului în funcţie de puterea S.

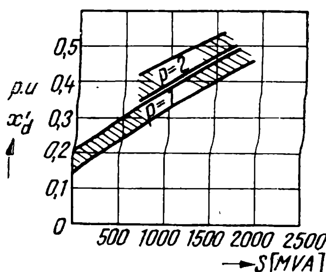


Fig. 4.101. Reactanţa tranzitorie x_d' a turboalternatorului în funcţie de puterea S.

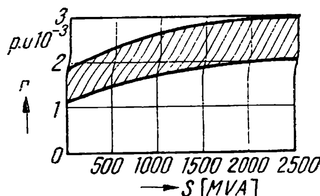


Fig. 4.102. Rezistenţa statorică a turboalternatorului în funcţie de puterea S.

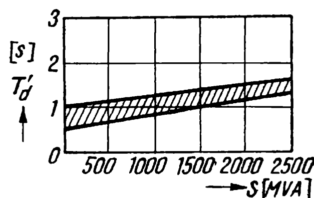


Fig. 4.103. Constanta de timp T_d' a turboalternatorului în funcție de puterea S.

odată cu creșterea puterii. Această tendință de creștere cu puterea se constată și la reactanța tranzitorie X_d'. În tabelul 4.5 se prezintă date cu privire la parametrii mașinilor sincrone stabilite pe modele pentru care durata critică de scurtcircuit a fost luată ca un criteriu de comparație pentru diferitele modele.

Sistemele de răcire ale generatoarelor de mare putere ocupă un loc important atît în construcția cît și în exploatarea mașinilor sincrone. Odată cu creșterea puterii unitare rezultă o utilizare mai eficientă a materialelor active și a celor de construcție. Astfel dacă în 1940 puterea specifică obținută la turbogeneratoare era de 0,5 kW/kg, a ajuns în 1960 la 1 kW/kg (la puteri unitare de aproximativ 400 MVA), iar în 1980 se prevede a fi de 2,5 kW/kg (la puteri unitare de peste 1 500 MVA).

La aceste puteri problema evacuării căldurii rezultate din pierderi este esențială pentru limitarea temperaturii bobinajelor. Astfel spre exemplu, la un turbogenerator de 1 000 MVA, pierderile totale se ridică la 14 MW. Trebuie remarcat faptul că întotdeauna pierderile specifice în rotor sînt mai mari decît cele din stator, aceasta deoarece dimensiunile rotorului și în primul rînd diametrul său sînt limitate din considerente mecanice. În tabelul 4.6 se dau valoril orientative ale pierderilor în înfășurări, așa cum se distribuie pe rotor și pe stator. Se constată că cu creșterea puterilor unitare căldura dezvoltată în rotor este cea care limitează puterea utilă a mașinii. Ca agenți de răcire pentru mașinile sincrone de mare putere se utilizează cel mai frecvent aerul, hidrogenul, uleiul și apa. Capacitatea acestor agenți de a prelua căldura dezvoltată prin pierderi depinde de căldura lor specifică, de densitate precum și de viteza cu care circulă prin interiorul mașinii. În tabelul 4.7 se prezintă aceste elemente prin raportare la aer și se constată ordinea în care agenții de răcire menționați sînt eficienți

TABELUL 4.5. **Parametrii mașinii sincrone considerați în calcule pentru diferite puteri**

	Turbogenerator S = 30 MVA	Turbogenetator S = 600 MVA	Turbogenerator S = 1500 MVA	Hidrogenerator S = 150 MVA
p	1	1	1	1
R p.u.	0,002	0,0018	0,00205	0,00254
X p.u.	0,2	0,188	0,279	0,1
X_d p.u.	1,90	2,0	2,2	0,91
X_q p.u.	1,65	1,85	2,1	0,66
X_d' p.u.	0,238	0,29	0,44	0,30
X_d'' p.u.	0,138	0,25	0,324	0,24
X_q' p.u.	—	0,52	0,64	—
X_q'' p.u.	0,180	0,23	0,282	0,27
T_d' s	0,76	0,85	1,21	1,1
T_q' s	—	0,58	0,47	—
T_d'' s	0,03	0,028	0,03	0,05
T_q'' s	0,0584	0,058	0,049	0,06
H s	5,29	3,6	2,65	3,56
X_T p.u.	0,11	0,15	0,20	0,12
X_N p.u.	0,02	0,05	0,10	0,04

TABELUL 4.6. **Pierderile specifice în înfășurările turbogeneratoarelor de mare putere**

S MVA	Pierderi specifice în înfășurări, W/kg	
	Stator	Rotor
800	150	500
1500	320	1100

TABELUL 4.7. **Principalele caracteristici ale agenților de răcire**

Agentul de răcire	căldura specifică	Densitatea	Viteza posibilă	Capacitatea de preluare a căldurii
Aer	1	1	1	1
Hidrogen la 2 at.	14,35	0,21	1	3
Hidrogen la 3 at	14,35	0,28	1	4
Ulei	2,09	848	0,012	21
Apă	4,16	1 000	0,012	50

TABELUL 4.8. **Dependența dintre puterea unitară și agentul (sistemul de răcire)**

Puterea maximă	Rotor		Stator	
peste 750 MVA	Agent de răcire	Sistem de răcire	Agent de răcire	Sistem de răcire
	Apă	Direct	Apă	Direct
500 MVA	H_2	Direct	Apă	Direct
250 MVA	H_2	Direct	H_2	Indirect
100 MVA	Aer	Indirect	Aer	Indirect

într-o schemă de răcire. Sistemele de răcire cele mai eficiente sînt cele directe, la care agentul de răcire preia căldura chiar din locurile în care aceasta se produce; în conductoare și în pachetele de tole. În acest scop conductoarele de bobinaj sînt găurite, constituind conducte pentru agentul de răcire. Trecerea peste puterea unitară de 100 MVA a fost posibilă numai prin utilizarea răcirii directe. În tabelul 4.8 se prezintă orientativ dependența dintre agenții și sistemele de răcire ale turboalternatoarelor sincrone și puterea unitară maximă posibil de a se obține. Se constată că pentru puteri unitare de peste 750 MVA este absolut necesar să se utilizeze apă, în sistem direct, atît în stator cît și în rotor (în bobinaje). În figura 4 104 sînt prezentate modalități de răcire ale conductoarelor din crestături. Pentru puteri unitare de pînă la 800 MVA se utilizează în prezent sisteme de răcire combinate aer-hidrogen-apă. Astfel în figura 4. 105 se arată schematic circuitele de răcire ale unui turbogenerator, care are inelele colectoare răcite cu aer în circuit deschis, rotorul și pachetele de fier statorice răcite cu hidrogen, iar bobinajul statoric răcit cu apă, în circuit închis. Cele două ventilatoare V_1 și V_2 sînt montate direct pe axul generatorului. Pachetul de tole statoric este parcurs de hidrogen de la capete spre mijloc, prin canale axiale care se află atît în jugul statorului cît și în dinții statorului. În figura 4.106 se prezintă un segment de tolă statorică cu canale axiale, iar în figura 4.107 este prezentată circulația hidrogenului prin mașină. Schimbătorul de căldură hidrogen-apă, cu țevi, este compus din două părți, situate în ambele capete ale mașinii. Pachetul de tole statoric este secționat în pachete elementare doar în porțiunea din mijloc, pentru a se putea închide circuitul hidrogenului prin spațiu dintre pachet și carcasă. În rotor, hidrogenul circulă prin canalele cu care sînt prevăzute conductoarele din crestătură (fig. 4.108). La mijlocul pachetului, datorită profilului acestor conductoare și a canalelor frezate în penele rotorului, hidrogenul iese din rotor și traversează întrefierul. În figura 4.109

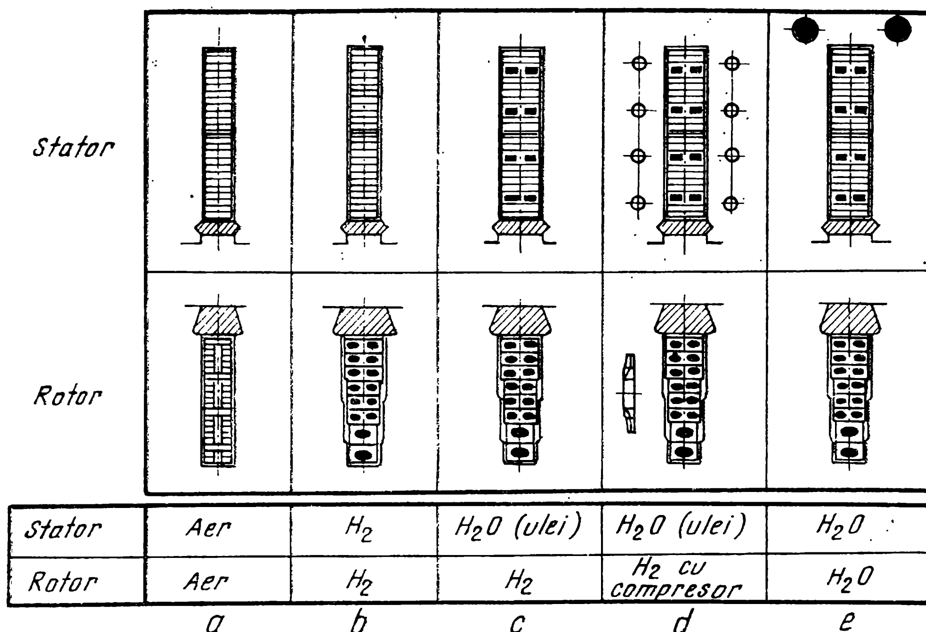


Fig. 4.104. Diferite moduri de răcire a turbogeneratoarelor (BBC).

se arată ieșirea hidrogenului din rotor. Un circuit tipic de apă pentru răcirea bobinajului statoric este arătat schematic în figura 4.110, iar în figura 4.111 este arătată circulația reală a apei prin conductoarele din crestături. La capetele frontale ale mașinii se găsesc țevile colectoare la care sînt conectate conductoarele de bobinaj prin țevi elastice din material izolant (teflon). În figura 4.112 este arătată o secțiune printr-o crestătură statorică. O problemă importantă în cazul răcirii turbogeneratoarelor cu hidrogen este etanșarea lagărelor prin care trece arborele, problemă rezolvată prin circulația forțată a uleiului în lagăre.

În figura 4.113 este arătată o schemă de principiu a unui asemenea lagăr, la care se disting trei circuite de ulei, unul prin lagărul propriu-zis, iar două prin sistemul de etanșare. În circuitele de admisie a uleiului în sistemul de etanșare precum și în circuitele în paralel ale pompelor *14* și *16* sînt montate regulatoare automate de debit cu membrană. În cazul creșterii presiunii hidrogenului în spațiul lagărului dinspre turbogenerator regulatoarele *6*, *15* și *18* acționează în așa fel încît se obturează circuitele în paralel și se forțează circulația uleiului în sistemul de etanșare, împiedicînd astfel trecerea hidrogenului prin lagăr spre exterior.

Răcirea conductoarelor rotorice cu apă se realizează prin intermediul unei camere de distribuire a apei situată în partea rotorului unde sînt inelele colectoare (fig. 4.114). Pentru rotoarele bipolare camera de distribuire are patru compartimente pentru intrarea apei și două pentru ieșire. Circulația apei în rotor se realizează prin intermediul a două țevi concentrice între ele și concentrice cu axul mașinii. Apa intră prin țeava interioară și parcurge bobinajul rotoric și iese prin spațiul dintre cele două țevi. Pentru realizarea circuitului de apă, bobinajul rotoric trebuie să aibă o configurație specifică. Bobinajul este în două straturi, de tip concentric în partea opusă inelelor (și a alimentării cu apă) și de tip ondulat în partea alimentării. Schema bobinajului este indicată în figura 4. 115. Mărirea în continuare a puterilor unitare în unitățile de generare a energiei se prevede prin realizarea de mașini criogenice în primul rînd prin realizarea excitației supraconductoare.

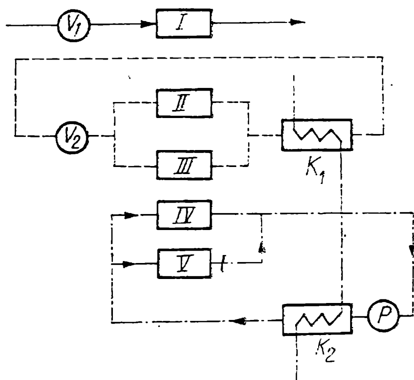


Fig. 4.105. Circuitele de răcire ale unui turbogenerator cu răcire mixtă aer-hidrogen-apă:

—— aer rece; - - - hidrogen; —.—.— apă; V_1,V_2 — ventilatoare; k_1 — schimbător de căldură gaz-apă; k_2 — schimbător de căldură apă-apă; P — pompă de apă; I — inele colectoare; II — rotor; III — fier stator; IV — bobinaj stator; V — borne.

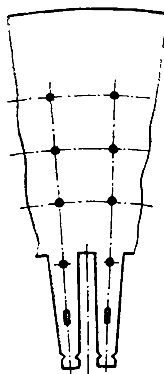


Fig. 4.106. Segment de tolă stator cu canale axiale de răcire.

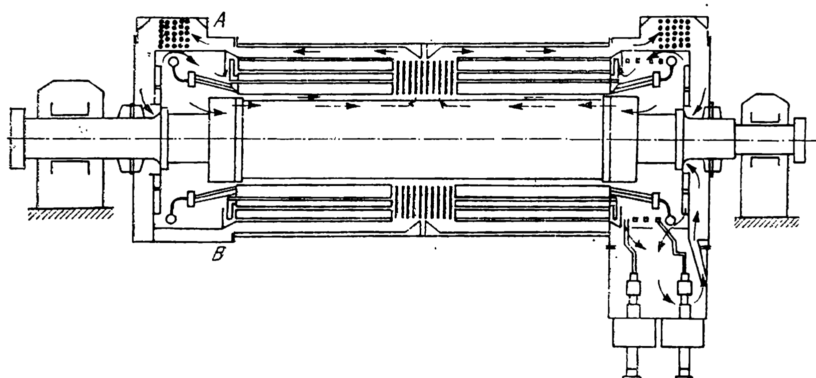


Fig. 4.107. Secțiune transversală printr-un turbogenerator cu răcire cu hidrogen a rotorului și a fierului statoric:

A — secțiune orizontală; *B* — secțiune verticală.

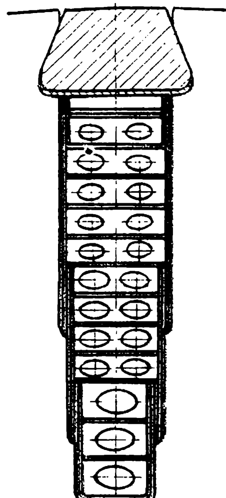


Fig. 4.108. Secțiune printr-o crestătură rotorică cu răcire directă.

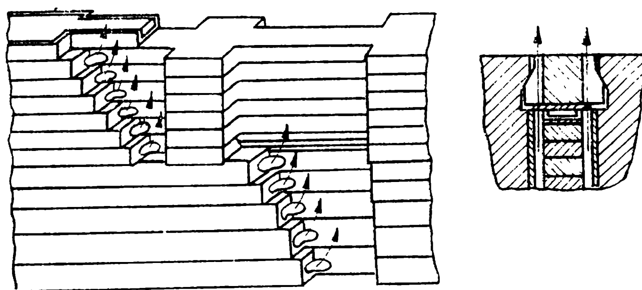


Fig. 4.109. Ieșirea hidrogenului din conductoarele rotorice, la mijlocul pachetului.

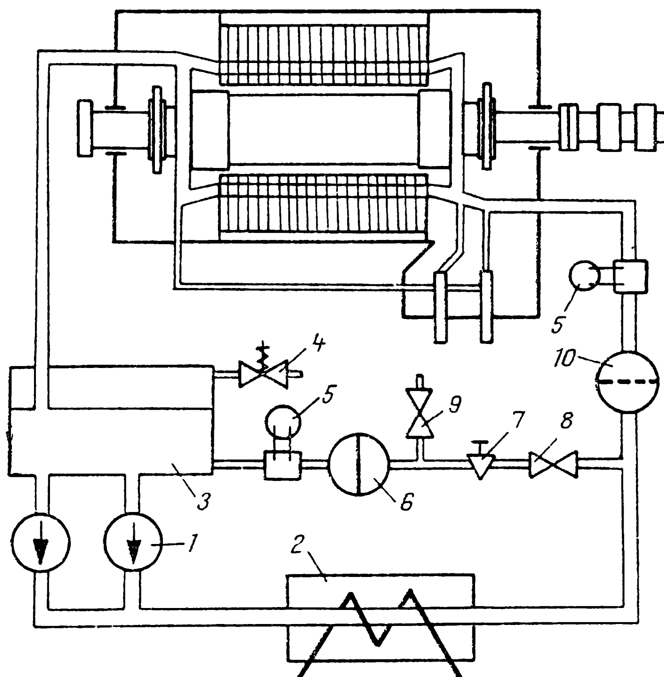


Fig. 4.110. Schemă simplificată a circuitului de apă pentru răcirea bobinajului statoric:

1 — pompă de apă; *2* — radiator; *3* — rezervor principal; *4* — ventil pentru evacuare gaz; *5* — aparat pentru determinarea conductibilității; *6* — schimbător de ioni; *7* — ventil de reglare debit; *8* — ventil de închidere; *9* — ventil de preaplin; *10* — filtru.

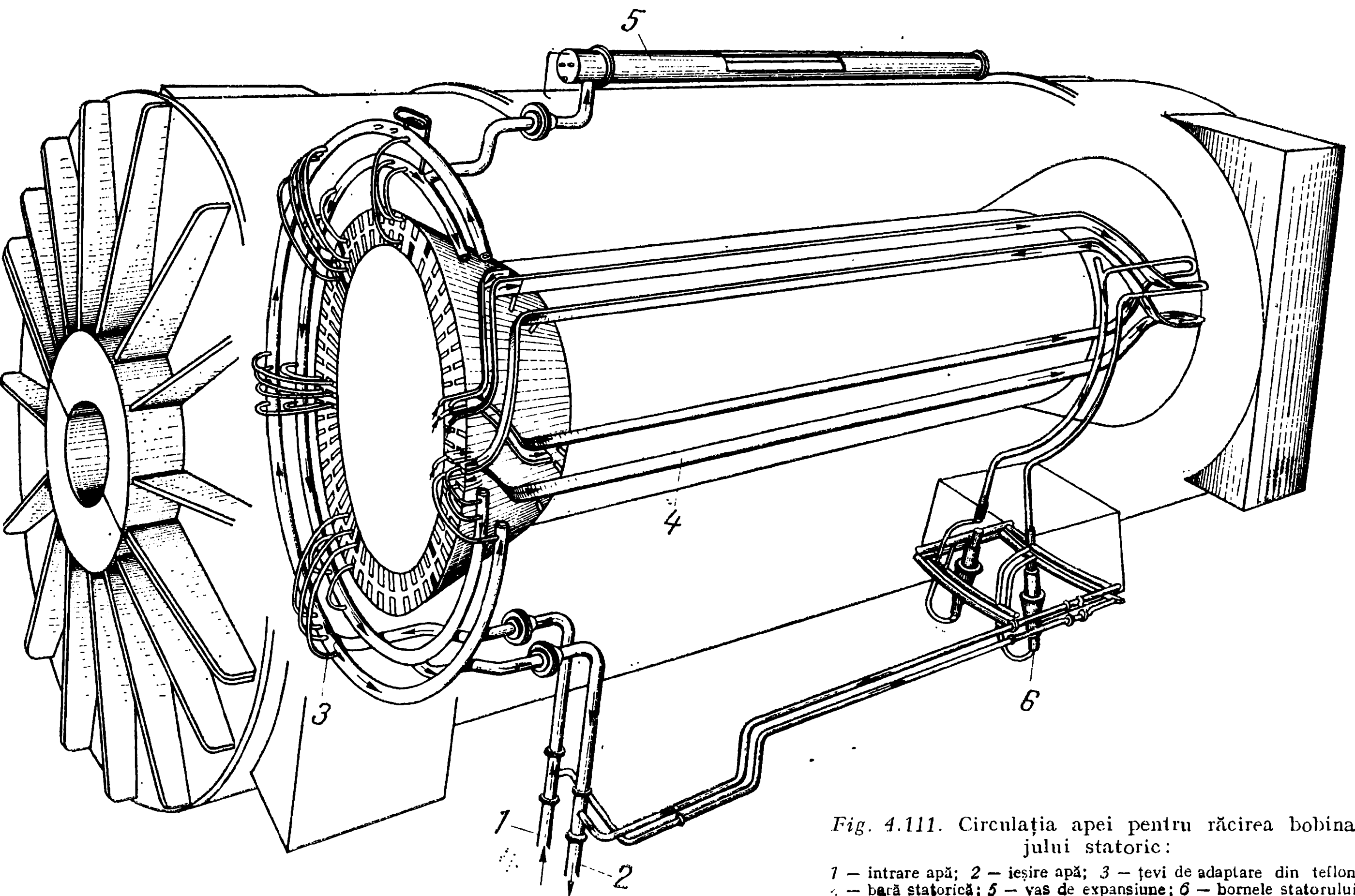


Fig. 4.111. Circulaţia apei pentru răcirea bobinajului statoric:

1 — intrare apă; *2* — ieşire apă; *3* — ţevi de adaptare din teflon; *4* — bară statorică; *5* — vas de expansiune; *6* — bornele statorului.

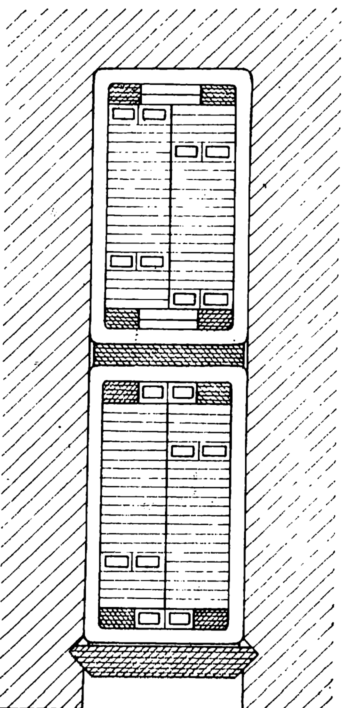


Fig. 4.112. Secțiune printr-o crestătură statorică cu răcire directă.

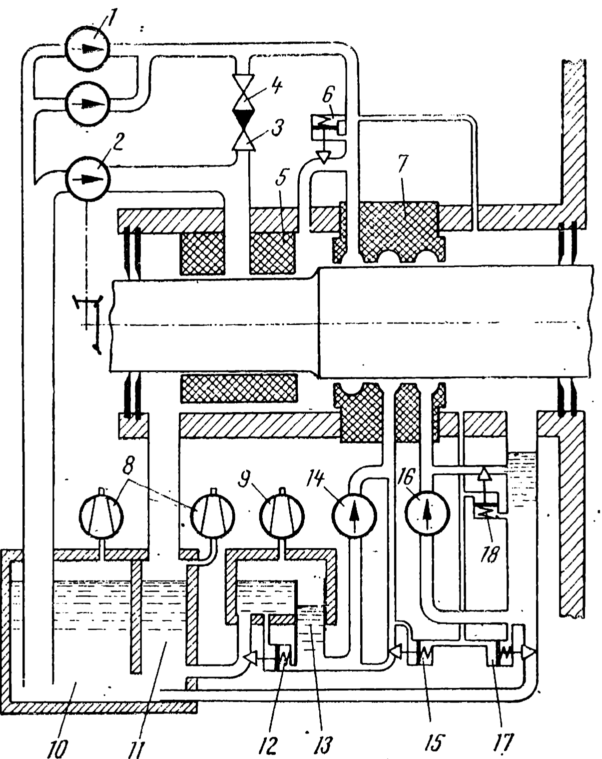
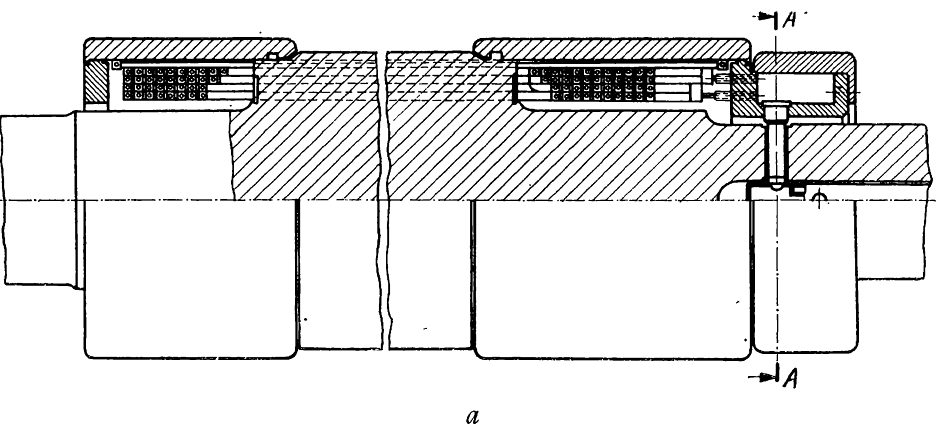


Fig. 4.113. Schemă de principiu a unui lagăr cu etanșare la hidrogen prin circulație forțată a uleiului:

1 — pompă principală de ulei; *2* — pompă de ulei pentru lagăr; *3* — clapetă de reglaj; *4* — ventil de închidere; *5* — lagăr; *6* — regulator diferențial de presiune; *7* — sistem de etanșare; *8* — ventilatoare; *9* — pompă de vid; *10* — rezervor de ulei; *11* — sifon; *12* — regulator de admisie a uleiului; *13* — rezervor secundar de ulei; *14, 16* — pompe de ulei pentru circuitele de etanșare, *15, 17, 18* — regulatoare de circulație ulei.



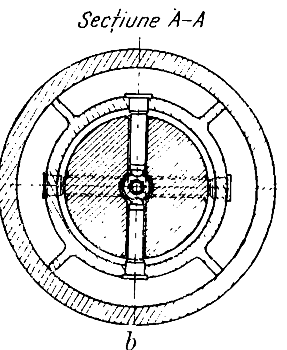


Fig. 4.114. Secțiune printr-un rotor de turbogenerator cu răcire cu apă.

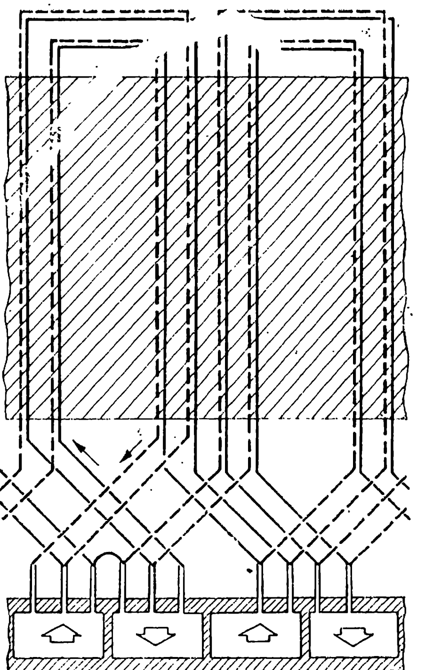


Fig. 4.115. Schema de bobinaj a unui rotor de turbogenerator bipolar cu răcire cu apă.

4.28.1. CRIOMAŞINI SINCRONE

După cum este cunoscut, pentru multe metale sau aliaje ale acestora există o anumită temperatură (în domeniul temperaturilor extrem de joase cuprinse aproximativ între 0,1 K şi 8,5 K) denumită *temperatură critică* (T_c) la care rezistivitatea devine, practic nulă. Variaţia rezistivităţii în funcţie de temperatura T depinde de gradul de puritate al materialului respectiv. Astfel, pentru materialele supraconductoare pure anularea rezistivităţii la temperatura critică se face brusc, în timp ce la cele impure această varia-

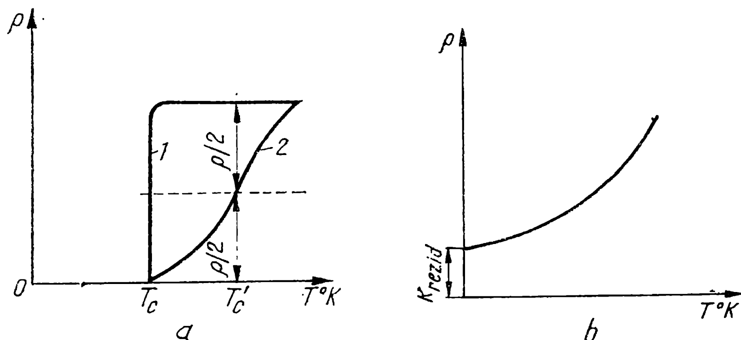


Fig 4.116. Rezistivitatea ρ funcţie de temperatura T:
1 — pentru materiale pure; 2 — pentru materiale impure (a); metale cu rezistivitate reziduală (b).

ţie este lentă (fig. 4.116). De subliniat cîteva proprietăţi importante şi anume:

a) materialele supraconductoare îşi pierd rezistivitatea la $T < T_c$;

b) în cazul materialelor normale, în domenii de temperaturi extrem de joase rezistenţa lor scade foarte mult, fără a se anula, la o valoare denumită rezistenţa reziduală care este cu atît mai mică cu cît metalul respectiv este mai pur;

c) starea de supraconductibilitate, chiar dacă $T < T_c$ se poate anula dacă aceasta se supune unui cîmp magnetic exterior mai mare decît o anumită valoare denumită valoarea critică a intensităţii cîmpului magnetic H_c;

d) experienţa demonstrează că inducţia magnetică critică B_c depinde de temperatura T conform relaţiei $B_c = B_{c0}[1 - (T/T_c)^2]$ unde B_{c0} este inducţia critică la 0 K;

e) la unele materiale supraconductoare T_c scade cînd presiunea creşte (efectul este sesisabil la presiuni foarte mari);

f) la alte materiale (exemplu: Ti, Zn, V) T_c creşte cu creşterea presiunii;

g) unele semiconductoare devin supraconductoare cînd presiunea creşte

Există trei tipuri de materiale supraconductoare I, II, III [1—2]. Supraconductoarele de tipul I prezintă un salt brusc al inducţiei magnetice interioare de la zero, la o valoare nominală pentru o valoare critică H_c. Materialele de tipul II de la o anumită valoare critică $H_{c1} < H_c$

---

[1] Hadlow, M. E., Baylis, J. A., Lindley, B. C. *Superconductivity and its applications to power engineering.* Proc. IEE Reviews. vol. 119, nr. 8R, 1972.

[2] Puşcaşu, S., Georgescu, E. *Aspecte actuale ale utilizării supraconductibilităţii în construcţia de maşini electrice rotative.* In: Electrotehnica, 25, nr. 3, 1977.

nu mai prezintă un diamagnetism perfect și are loc o pătrundere treptată a cîmpului electromagnetic cu inducții interioare mai mici decît la tipul I. Supraconductoarele de tipul III au valori ridicate pentru H_c (sînt denumite supraconductoare de cîmp înalt) și au permis realizarea de conductoare utilizabile pentru înfășurările de excitație, o mică parte din aceste materiale sînt tehnic utilizabile (tabelul 4.9).

În prezent se realizează pe scară industrială un sortiment bogat de materiale supraconductoare de cîmp înalt, apte să fie folosite la realizarea înfășurărilor mașinilor, transformatoarelor și cablurilor lucrînd în medii criogenice. În prezent printre limitele esențiale ale mașinilor electrice rotative, mai importante sînt:

TABELUL 4.9. **Principalele materiale supraconductoare tehnic utilizabile**

Materialul	T_c°, în K	B_c, în T
$N_b Z_r$	9...11	7...9
$N_b T_i$	8...10	9...12
$Nb_3 Sn$	18,3	22,5
$V_3 Ca$	14,5	21
Pb Bi	8,6	12,5
$V_3 Si$	17	23,5
$Nb_3 Al$	18,7	29,5
$Nb_3 (Al_{0,73} G_{0,27})$	20,7	41

a) inducția magnetică din întrefier depășește cu puțin 1 T datorită limitelor impuse de geometria normală a rotorului și statorului, precum și datorită inducției de saturație, relativ reduse a nivelurilor respective care nu depășesc 2 T;

b) densitatea de curent maximă, inclusiv în cazul răcirii cu fluide necriogenice, este de pînă la 20 A/mm²;

c) pînza de curent A nu depășește 2 750 A/cm;

d) parametrii mecanici și geometrici limitează puterea mașinii. Astfel la turbogeneratoarele cu doi poli lungimea arborelui rotoric l_r impune condiții constructive restrictive din cauza vibrațiilor, comportării la torsiune, săgeții statice a axului și diametrul exterior rotoric D_r este limitat de forța centrifugă, deci de efortul maxim admisibil al materialului din care se realizează rotorul ($l_r \leqslant 16$ m, $D_r \leqslant 1,5$ m la $p = 1$, $D_r \leqslant 2,4$ m la $p = 2$).

Studiile de prognoză arată că puterile unitare maxime, realizate în prezent, de ordinul a 1 300÷1 500 MVA, vor putea fi depășite ajungîndu-se prin ameliorarea răcirii cu fluide necriogenice a rotorului și statorului, la valori de 2 000 MVA pentru turbogeneratoarele bipolare și la 3 000 MVA pentru cele tetrapolare. Creșterea în continuare a puterii, respectiv micșorarea dimensiunilor constructive și a greutății la aceeași putere, se poate face folosind supraconductibilitatea. Greutatea specifică exprimată în N/kVA scade odată cu perfecționarea sistemelor de răcire și are valori mici la crioalternatoare (fig. 4.117). O evoluție a reducerii dimensiunilor mașinii, precum și creșterea puterii la aceeași lungime a mașinii se prezintă în figura 4.118. În tabelul 4.10 se prezintă date comparative între un generator de construcție obișnuită și un generator supraconductor. Prin utilizarea înfășurării de excitație supraconductoare, în general, se obține o sporire a randamentului cu 0,5...0,8% la turbogeneratoarele cu doi poli și cu 0,3...0,5% la cele cu patru poli (fig. 4.119). De subliniat că chiar la puteri mai mici (de ordinul 300 MVA) soluția supraconductoare este eficientă sub aspect tehnico-economic.

Luarea în considerare a realizării unor mașini fără crestături cu număr sporit de bare la care tensiunea nominală poate atinge valori de 200—500 kV

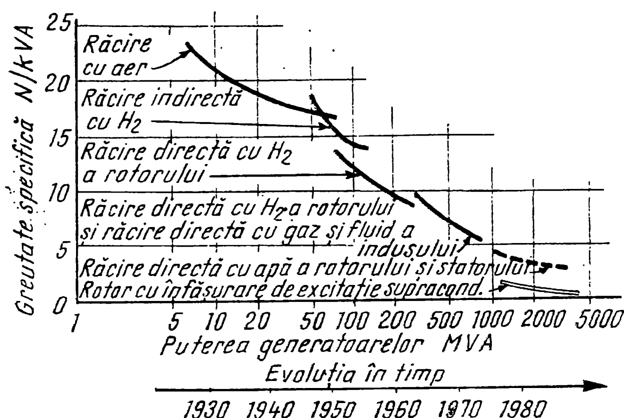


Fig. 4.117. Greutatea specifică în N/kVA a turbogeneratoarelor cu sisteme de răcire diferite.

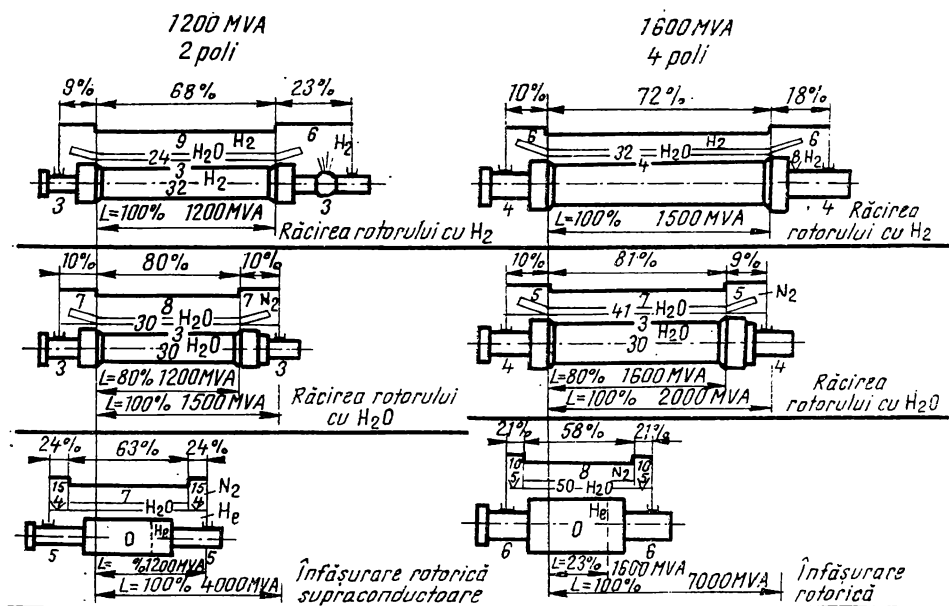
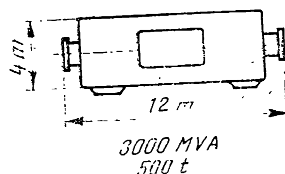


Fig. 4.118. Dimensiunile principale și distribuția procentuală a pierderilor în turbogeneratoare pentru diferite sisteme de răcire.

(nu mai sînt necesare transformatoare de rețea) este posibilă cu înfășurări supraconductoare.

Structura de bază a unui generator supraconductor (fig. 4.120) este constituită din următoarele elemente: corp rotor intern, răcit la temperaturi apropiate de cele ale heliului lichid, care conțin o înfășurare de excitație supraconductoare; un sistem de ecranare rotorică compus, în general din unul sau mai multe corpuri cilindrice conductoare, aflate la temperatura mediului ambiant sau la temperatura criogenică (de exemplu temperatura arborelui), care înconjoară înfășurarea de excitație; indusul cu o structură

TABELUL 4.10. **Date comparative între un generator de construcție obișnuită și un generator supraconductor,** (U_n = 27 kV)



700 t

Mașini convenționale cu doi poli		Mașini supraconductoare cu doi poli
1,25	Diametrul rotorului, în m	1,16
8	Lungimea activă, în m	6,4
3,15	Diametrul exterior al carcasei statorului, în m	3,15
410	Greutatea rotorului și a axului, în t	310
4,5	Greutatea/unitatea de putere, în N/kVA	1,7
260	Solenația, în kA/m	785
40	Numărul Esson ($C = \pi^2 \xi_1 A\ B\delta/60\sqrt{2}$), în kVA·min/m³	115
2,2	Reactanța sincronă, x_d în u.r.	0,9
0,31	Reactanța tranzitorie x'_d în u.r.	0,7
0,25	Reactanța supratranzitorie x''_d, în u.r.	0,55
0,03	Constanta de timp supratranzitorie T''_d în s	1
1	Constanta de timp tranzitorie, T'_d în s	>60 } funcție de R_t
7	Constanta de timp pentru statorul cu înfășurările în gol T'_{d0} în s	>60
98,75	Randament, η în %	99,2

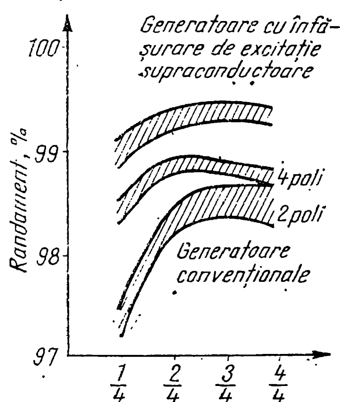


Fig. 4.119. Randamentul generatorului (comparație).

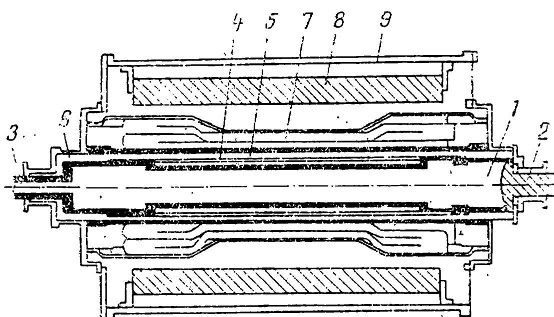


Fig. 4.120. Secțiune longitudinală printr-un generator supraconductor:

1 — arbore gol, în al cărui întrefier se menține vid; *2* — capătul arborelui cuplat cu turbina; *3* — capătul arborelui racordat cu instalația de răcire și vidare; *4* — înfășurarea supraconductoare în He lichid și acoperită în exterior pe toată lungimea de un tub subțire din oțel inox; *5* — cilindru conductor din cupru solidar cu rotorul menținut la temperatură scăzută (superioară lui 4,2 K) cu rol de ecran termic și electromagnetic; *6* — zona în care se menține vidul; *7* — înfășurarea indusului trifazat; *8* — ecran magnetic laminat; *9* — carcasă.

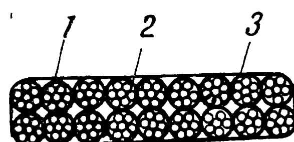
monolitică, aflat la temperatura mediului ambiant a cărui înfășurare este răcită în general cu apă; un ecran cilindric statoric realizat din fier sau din materiale conductoare neferoase (cupru, aluminiu) montat în exteriorul înfășurării indusului. La generatoarele sincrone o condiție favorabilă este faptul că înfășurarea de excitație se află în cîmp magnetic constant (dacă se neglijează efectul armonicilor). Pentru realizarea înfășurărilor supraconductoare se utilizează îndeosebi aliaje NbTi și Nb_3Sn. În timp ce Nb_3Sn are caracteristici electrice mai bune permițînd densități de curent mai mari și o putere de refrigerare mai redusă, aliajul NbTi este mai ușor de fabricat și nu este fragil ca Nb_3Sn. Aliajul NbTi se livrează sub formă de conductoare subțiri, introduse într-o matrice de cupru. Datorită solicitărilor pe care le suportă supraconductoarele înfășurării de excitație, acestea sînt introduse în rășini termorezistente sau rășini epoxidice care asigură o structură monolitică. Sistemul de ecranare rotorică protejează înfășurarea supraconductoare de cîmpurile magnetice asincrone, asigură o amortizare a pendulațiilor și suportă solicitările în caz de scurtcircuit. Aceste cerințe sînt contradictorii și în cazul ecranului realizat dintr-un singur cilindru conductor se acceptă o soluție de compromis. Aceste dificultăți sînt înlăturate de ecranul format din mai multe corpuri cilindrice de diferite rezistivități. Ecranul dublu este mai avantajos, are un cilindru interior cu conductivitate mare, aflat în imediata apropiere a înfășurării de excitație pentru ecranarea cîmpurilor magnetice asincrone iar al doilea cilindru de conductivitate mai redusă este dispus în fața corpului statoric și amortizează pendulațiile. Un inconvenient al sistemelor de ecranare este că mărește distanța radială dintre stator și rotor. Din acest motiv este în studiu ecranul denumit „ecran bobinat" care prevede transferarea unei părți din solicitările electrodinamice înfășurării de excitație sau structurii sale portante; la acest ecran cilindrii sînt înlocuiți cu două înfășurări ortogonale aflate la temperatură criogenică, o altă soluție are în vedere ecranul cilindric subțire și flexibil cu cilindrul conductor în interior.

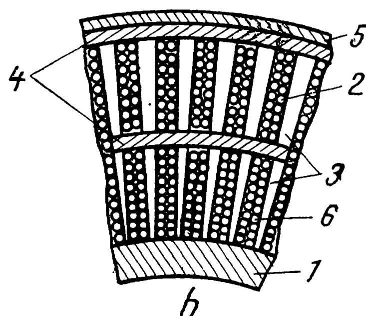
Statorul, în varianta fără circuit magnetic, are înfășurarea realizată din bare formate din mai multe grupe conductoare din Cu cu secțiune mică ($\Phi=0{,}8...1$ mm; secțiunea poate fi și de formă pătrată) și care prezintă transpoziții ale diferitelor grupe de conductoare, sau în fiecare grup. Ca izolație se folosește o bandă din fibră de sticlă, rășini care au și rolul de consolidare asigurîndu-se o structură monolitică (fig. 4.121), deoarece conductoarele sînt supuse la eforturi mecanice (la construcțiile cu circuit magnetic, eforturile se exercită în principal asupra dinților). Alt element al statorului este ecranul extern care limitează domeniul de existență al cîmpurilor magnetice la interiorul mașinii. Dintre toate soluțiile ecranul din fier laminat este mai avantajos (fluxul util mai mare, pierderi suplimentare relativ mici). Eliminarea circuitului magnetic prezintă dezavantajul că cîmpul magnetic scade mult spre armătura statorică. Pentru cîmpuri moderate menținerea circuitului magnetic este un avantaj. Din punct de vedere mecanic dificultățile sporesc datorită forțelor electrodinamice mari, funcționării la temperaturi scăzute a unora din componentele mașinii, absenței fierului ca element de rezistență. Materialele utilizate trebuie să aibă un nivel ridicat de elasticitate, o rezistență mare la rupere și o densitate mică pentru a limita forțele centrifuge. O altă problemă de natură mecanică este menținerea unui vid ridicat și realizarea unor etanșări rotative pentru menținerea vidului precum și pentru circuitele de răcire.

Din punct de vedere termic, menținerea unor zone ale rotorului la temperaturi joase implică o putere de răcire P_R care are valori cu atît mai mari

Fig. 4.121. Structura înfăşurării indusului fără crestături:

a — grupe de conductoare elementare: *1* — conductoare elementare; *2* — grup de conductoare izolate; *3* — canal de circulaţie a lichidului de răcire; *b* — dispunerea înfăşurării: *1* — cilindru intern din răşină fenolică; *2* — izolaţie pe bază de răşină termorezistentă; *3* — distanţori din răşină fenolică: *4* — izolaţie din fibră de sticlă şi răşină epoxidică; *5* — strat extern din fibră de sticlă şi răşină epoxidică; *6* — canale de răcire.

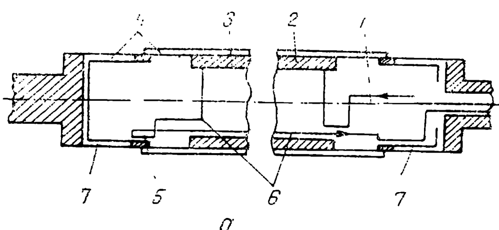


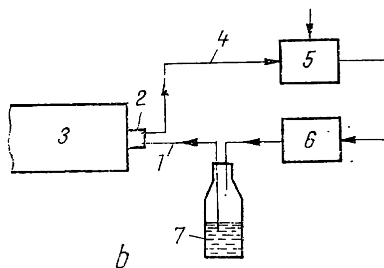


TABELUL 4.11.
Puterea de răcire P_R pentru diferite temperaturi ale părţii reci

T	K	80	40	20	4,2	3,5
P_R	W	11	27	65	400—500	600—800

cu cît temperatura părţii reci este mai coborîtă (tabelul 4.11). Inductorul este alimentat cu heliu lichid care este introdus prin axul maşinii şi apoi dirijat radial spre înfăşurarea de excitaţie (fig. 4.122). Distanţorii termici constituiţi din tuburi subţiri din oţel inox ca şi ecranul rotativ sînt străbătuţi de heliu gazos la 30—40 K ce iese din înfăşurarea de excitaţie (fig. 4.123). Rotorul criogenic poate fi alimentat cu heliu la diferiţi parametri (heliu lichid în stare de fierbere, heliu hipercritic la 4,5K şi $p \geqslant 3$ at, sau la alţi parametri) care depind de sistemul criogenic intern şi extern al rotorului.





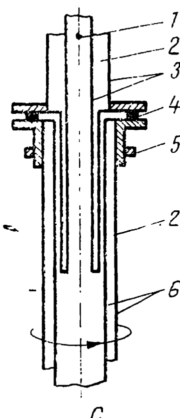


Fig. 4.122. Alimentarea rotorului cu heliu lichid (*a*):

1 — circuit de intrare a heliului; *2* — înfăşurarea de excitaţie la 4,2°K; *3* — zonă cu vid; *4* — ecrane radiante, *5* — schimbătoare de căldură; *6* — circuite de ieşire a heliului gazos; *7* — distanţori termici;

Schema de principiu a unui sistem de alimentare cu heliu lichid (*b*)

1 — conductă pentru heliu lichid; *2* — cuplaj de rotaţie; *3* — rotorul alternatorului; *4* — heliu gazos; *5* — recipient cu heliu gazos; *6* — lichefiator cu heliu; *7* — recipient cu heliu lichid;

Cuplaj rotativ de tip baionetă (*c*):

1 — heliu lichid; *2* — zonă cu vid; *3* — partea fixă a cuplajului (de obicei din oţel inox); *4* — garnitură de etanşare în rotaţie; *5* — rulmenţi de ghidare; *6* — partea rotativă a cuplajului (de obicei din oţel inox).

4.29. MAȘINI SINCRONE SPECIALE

4.29.1. GENERATOARE SINCRONE DE FRECVENȚĂ RIDICATĂ

Mașina sincronă poate produce putere electrică la o frecvență ridicată, cuprinsă între 300 și 10 000 Hz, pentru alimentarea instalațiilor de tratamente termice cu încălzire prin inducție electromagnetică. Construcția mașinii sincrone la frecvențe joase 300—600 Hz este apropiată de cea întîlnită la generatoarele de frecvență industrială.

Dintre tipurile de generatoare sincrone de frecvență înaltă cel mai frecvent întîlnit este tipul Guy, a cărui construcție reiese din figura 4.123.

Generatoarele de frecvență înaltă au miezul feromagnetic realizat din tole subțiri de 0,2 mm; ambele armături sînt crestate pe partea întrefierului. Rotorul este crestat uniform; statorul are crestături mici cu pasul egal cu cele din rotor. În stator se mai prevăd crestături notate cu e în care se așază înfășurarea de excitație și crestături notate cu i, în care se așază înfășurarea indusului. Deschiderea acestor crestături mari se alege astfel încît, la un moment dat, dinții statorului sînt distribuiți pe un pas polar (cuprins între două crestături e) jumătate față în față cu dinții rotorului, iar jumătate sînt situați în fața crestăturilor rotorului.

Cîmpul magnetic inductor înlănțuie în sensuri diferite înfășurarea indusului, prin urmare fluxul magnetic inductor care înlănțuie înfășurarea indusă variază în timp și induce o t.e.m. în această înfășurare. Tensiunea indusă în înfășurarea indusului are frecvența $f = Zn$, în care Z este numărul de dinți ai rotorului, iar n este turația.

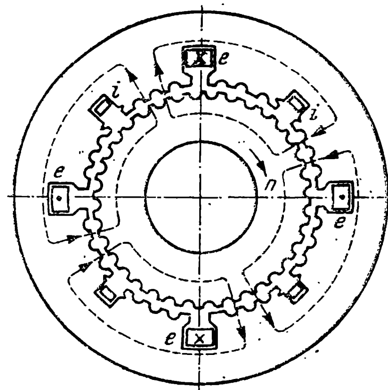


Fig. 4.123. Mașina sincronă tip Guy.

Generatoarele sincrone de frecvență înaltă se construiesc îndeosebi ca mașini monofazate și au înfășurările indusului și de excitație cu o singură bobină pe pol. Lărgimea întrefierului la aceste mașini se alege cît mai mică posibil, pînă la limita la care se poate realiza construcția sa mecanică, pentru a se obține o variație cît mai mare a reluctanței întrefierului la o deplasare a rotorului în intervalul unui pas de crestătură. Puterea nominală a acestor generatoare este de 10 ... 100 kVA în construcție monofazată.

În figura 4.124 se prezintă secțiunea longitudinală și transversală printr-un generator unipolar cu două pachete.

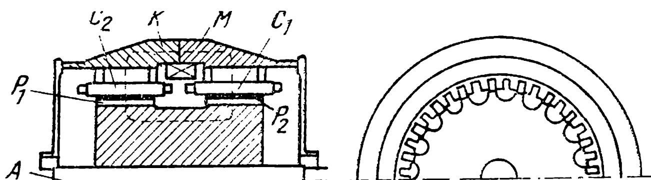


Fig. 4.124. Secțiune longitudinală și transversală printr-un generator unipolar cu două pachete statorice:

A — butuc; P_1, P_2 — pachetele rotorice dințate fără înfășurare; C_1, C_2 — pachetele statorice pe care se dispune înfășurarea indusă; M — bobina de excitație; K — carcasă.

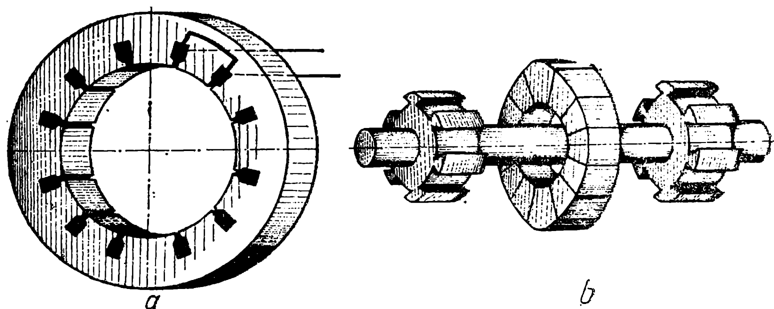


Fig. 4.125. Schița pachetului statoric (*a*); schița rotorului (*b*).

Înfășurarea *M* este alimentată în curent continuu și se numește înfășurare de excitație. Pe butucul *A* sînt fixate două pachete dințate P_1 și P_2 din tole de oțel electrotehnic. Statorul este realizat din două pachete inelare din tole de oțel electrotehnic pe care se dispun înfășurările induse. Dacă rotorul are o anumită turație atunci reluctanța traseului după care se închid liniile de cîmp variază și rezultă o variație a fluxului magnetic. În figura 4.125 se prezintă schița unui pachet statoric și a rotorului. Aceste tipuri de generatoare se construiesc într-un diapazon larg de puteri (sute de wați la sute de kilowați) și frecvențe (500—10 000 Hz).

4.29.2. MAȘINA SINCRONĂ CU POLII ÎN GHEARE

Mașina se realizează în construcție heteropolară (fig. 4.126). Inductorul are înfășurarea de excitație formată dintr-o singură bobină cu ajutorul căreia se realizează o magnetizare axială. Bornele bobinei de excitație sînt scoase radial prin jugul inductor și apoi axial prin arborele mașinii, la două inele de contact; pe acestea sînt așezate periile de contact care se leagă la sursa de excitație. Polii inductorului sînt sub formă de gheare; cei p poli de același nume formează împreună polul respectiv al bobinei de excitație și sînt racordați la un jug inductor, parțial comun. Miezul feromagnetic al inductorului este format prin întrepătrunderea decalată a două sisteme de poli gheară, pe același arbore, după un întrefier de montaj. Indusul este realizat în construcția folosită uzual și este echipat cu o înfășurare monofazată sau trifazată. Fluxul magnetic principal se închide axial prin jugul inductor, apoi radial prin polii inductori sub formă de gheară, prin întrefier, spre indus, prin dinții și jugul indusului, înlănțuindu-se astfel cu înfășurarea indusului. Fluxul de scăpări al polilor inductori este relativ mare, pentru a fi redus acest flux de scăpări polii inductori au o construcție adecvată. Se construiesc pentru puteri de 100 W...10 kW și frecvențe $f=400...$ $...1\,200$ Hz și se utilizează în echipamentul pentru autovehicule împreună cu o punte redresoare ca sursă de c.c. În figura 4.126, *A* se prezintă statorul și rotorul unei mașini cu poli gheară.

Fig. 4.126. Tipuri de maşini sincrone cu poli în gheară:

a — cu excitaţie pe rotor: *1* — miezul indusului; *2* — înfăşurarea indusului; *3* — polii inductori (în formă de gheară); *4* — înfăşurarea de excitaţie; *5* — întrefier de montaj între jugurile parţiale ale inductorului; *b* — cu excitaţie pe stator; *c* — cu magnet permanent.

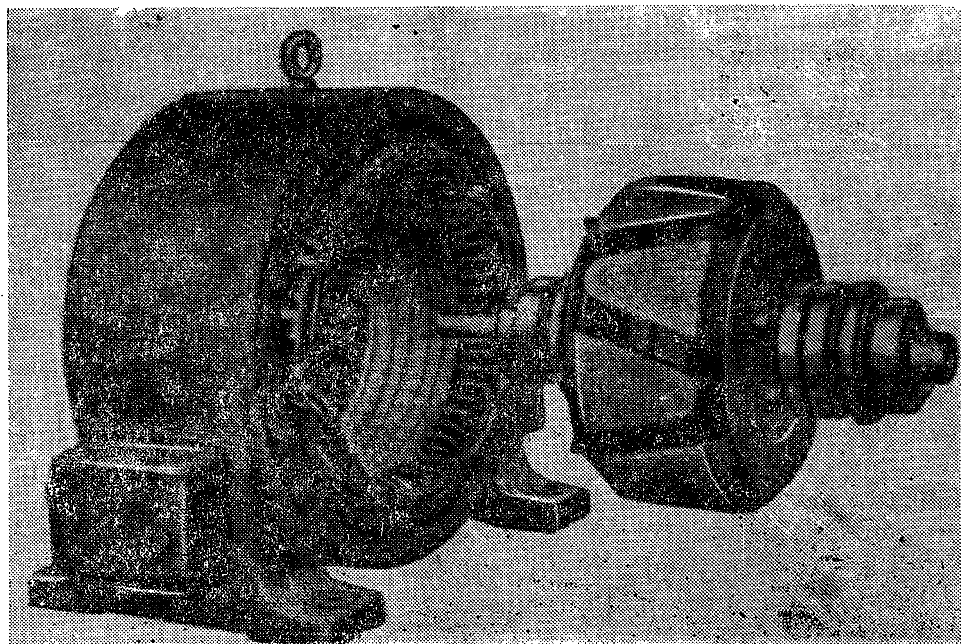


Fig. 4.126. A Maşină sincronă cu poli gheară cu excitaţie pe rotor

4.29.3. MOTORUL SINCRON REACTIV

Particularitățile constructive se referă la armătura rotorică prevăzută cu poli aparenți pe care nu sînt dispuse înfășurări de excitație ($I_e = 0$). Din relația 4.67 pentru $E_0 = 0$ rezultă locul geometric al curentului absorbit de mașina reactivă (fig. 4.127).

Înfășurarea statorică este monofazată sau polifazată. Pornirea se realizează cu ajutorul coliviei de pornire formată din piesele masive ale rotorului sau din bare. Cînd turația a atins o valoare apropiată de cea de sincronism, cuplul reactiv $M = \frac{mU^2}{2}(1/X_q - 1/X_d)\sin 2\delta$, produce intrarea în sincronism.

Cuplul electromagnetic crește odată cu raportul X_d/X_q. Construcțiile speciale ale rotorului au condus la o mărire substanțială a acestui raport (fig. 4.128); s-a ajuns la $X_d/X_q \approx 5$.

Înfășurarea în colivie intervine și la funcționarea sincronă, cu rol de amortizor al oscilației rotorului. Cuplul electromagnetic reactiv trebuie

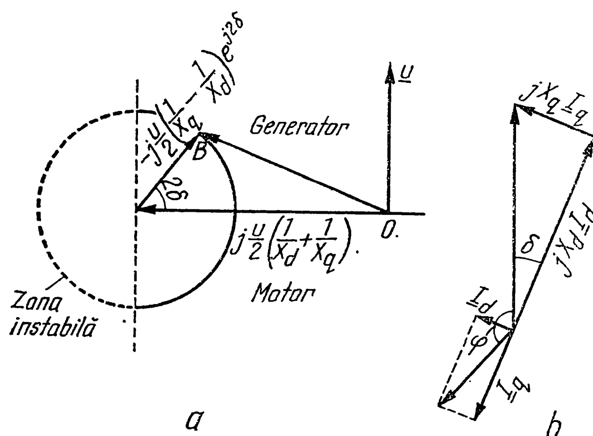


Fig. 4.127. Locul geometric al fazorului curentului I la motorul sincron reactiv (*a*); diagrama fazorială în regim de motor (*b*).

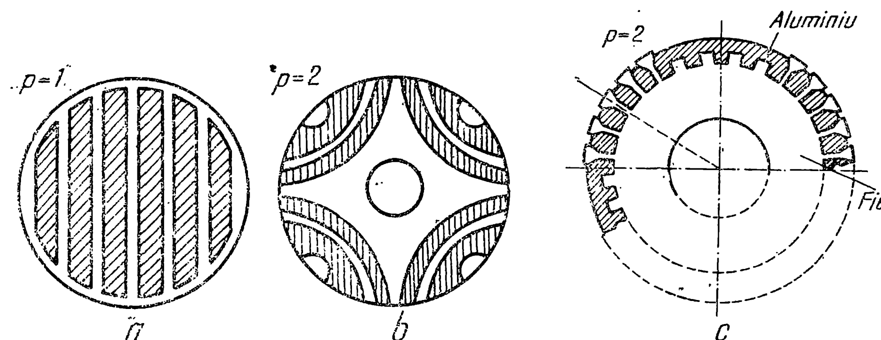


Fig. 4.128. Tipuri de rotoare pentru motorul sincron reactiv:
a s :*b* — rotoare cu bariere nemagnetice din aluminiu: *c* — rotor cu colivie de pornire din aluminiu.

calculat cu considerarea rezistenței R, a înfășurării statorice (la puteri mici R este mare). Aceste motoare se construiesc pentru puteri de la fracțiuni de kW pînă la 1...2 kW. Pentru pornirea motorului monofazat se utilizează aceleași procedee ca și la motorul asincron monofazat. Motorul reactiv are aplicații în cinematografie și telemecanică.

4.29.4. MOTORUL SINCRON CU HISTEREZIS

Motorul cu histerezis, deși poate funcționa și în asincron, este considerat motor sincron deoarece acesta este regimul obișnuit de funcționare. Se construiește pentru puteri nominale cuprinse între miliwați și sute de wați și frecvențe de 50...1 200 Hz. Statorul nu se deosebește de cel al motorului asincron sau sincron. Rotorul este de formă cilindrică realizat dintr-o cămașă din material magnetic dur cu ciclu de histerezis lat dispusă pe un butuc feromagnetic (motor cu cîmp radial) sau neferomagnetic (motor cu cîmp tangențial); în figura 4.129 se prezintă tipurile constructive de rotoare. Principiul de funcționare al acestui motor se bazează pe proprietatea materialului de a defaza în timp unda intensității cîmpului magnetic față de unda inducției magnetice. Unghiul de decalaj se numește și unghi de histerezis. Dacă înfășurarea statorică este alimentată cu un sistem simetric de tensiuni componenta radială a inducției magnetice la suprafața dinspre întrefier a cămășii cilindrice se poate pune sub forma: $b(\alpha_s, t) = B_m \cos(\omega t - p\alpha_s)$, iar componenta tangențială a intensității cîmpului magnetic pe aceeași suprafață este $h(\alpha_s, t) = H_{m\theta} \cos\left(\omega t - p\,\alpha_s + \gamma - \frac{\pi}{2}\right)$, materialul fiind considerat izotrop. Din relația (2.125) rezultă expresia cuplului electromagnetic:

$$M = LR^2 \int_0^{2\pi} b(\alpha_s, t)\, h(\alpha_s, t)\, d\alpha_s = \pi L R^2 B_m H_{\theta m} \sin\gamma =$$

$$= \pi L R^2 B_m H_m \alpha_H \sin\gamma = \pi \alpha_H R L S_H$$

unde $\alpha_H = \frac{H_{\theta m}}{H_m} = f(\Delta, \mu_m)$, S_H este suprafața ciclului de histerezis; factorul α_H depinde de $\mu_m = B_m / H_m$ și de grosimea stratului activ. Valoarea cuplului nu depinde de viteza de rotație. Pornirea are loc pe baza acestui cuplu la care

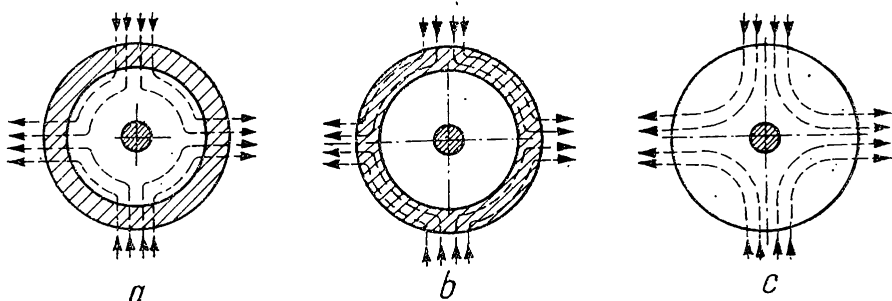


Fig. 4.129. Tipuri constructive de rotoare pentru motorul cu histerezis:
a — rotorul motorului cu cîmp radial; *b* — rotorul motorului cu cîmp tangențial; *c* — motor realizat în întregime din materiale cu histerezis performanțe puțin mai ridicate, dar este neeconomic).

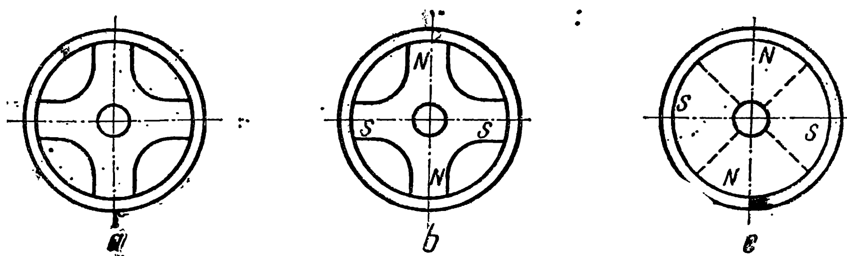


Fig. 4.130. Construcții combinate:
a — motor histerezis-reactiv; *b* și *c* — motor histerezis-magneți permanenți.

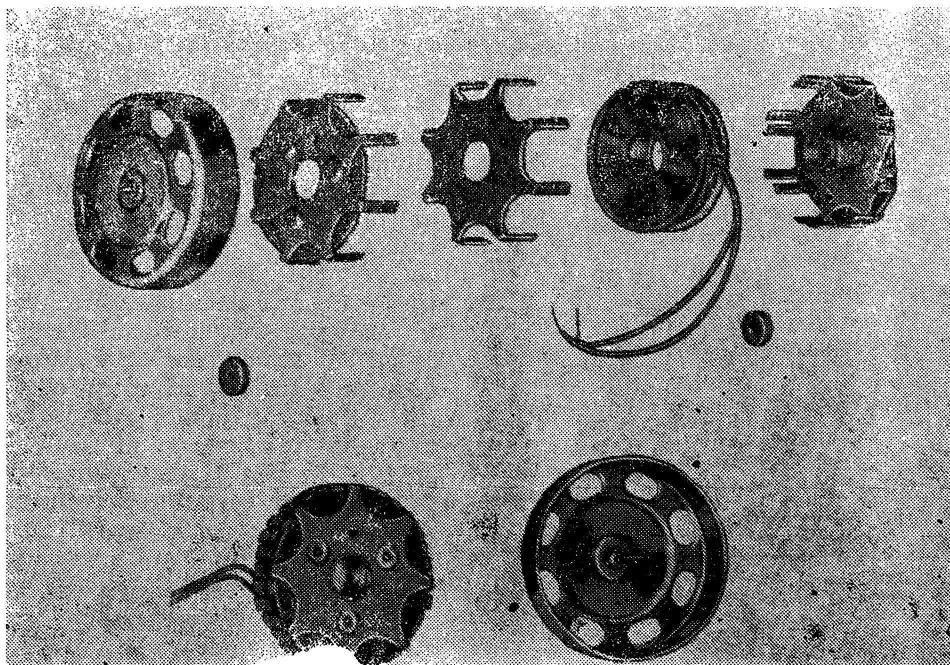


Fig. 4.131. Motor cu histerezis cu poli gheară.

se adaugă și cuplul corespunzător curenților turbionari (dacă $\sigma \neq 0$). Pentru a mări cuplul electromagnetic se utilizează construcții combinate (fig. 4.130), iar la puteri mici și turații mici (p mare) se realizează construcții cu poli gheară (fig. 4.131).

4.29.5. MOTORUL SINCRON PAS CU PAS

Este utilizat în sistemele de comandă automată a diverselor instalații industriale, transformînd impulsurile electrice de comandă în deplasări unghiulare discrete; între impulsurile tensiunii de alimentare și deplasarea unghiulară a rotorului există o legătură univocă.

În figura 4.132 este reprezentat un motor pas cu pas, ce permite deplasări unghiulare în salturi de 30° (statorul are 6 poli pe care se află înfășu-

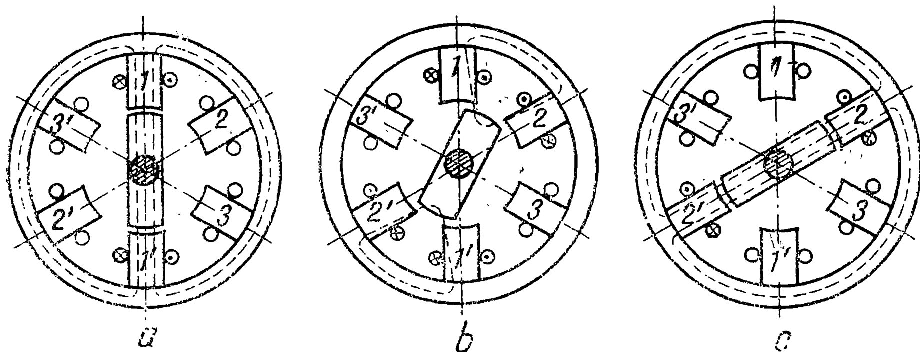


Fig. 4.132. Motor pas cu pas cu rotor cu doi poli, în trei poziții consecutive.

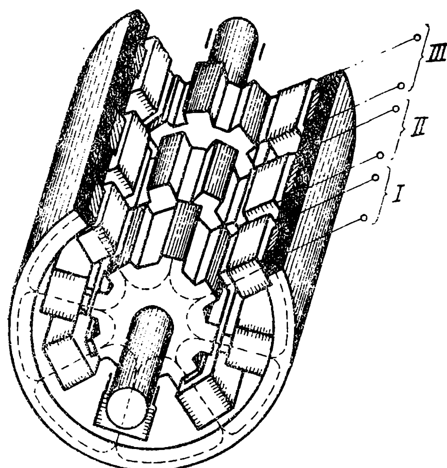


Fig. 4.133. Motor pas cu pas cu mai multe statoare și rotoare decalate relativ.

rările de excitație, iar rotorul are doi poli și nu are înfășurări). La alimentarea bobinelor polilor diametral opuși *11'* înseriate adițional, asupra rotorului acționează un cuplu reactiv pînă cînd rotorul ocupă poziția de reluctanță minimă (fig. 4.132, *a*). La alimentarea și a înfășurărilor *22'*, simultan cu *11'* avînd curenți de sens opus, rotorul ocupă o nouă poziție, rotită cu 30° (fig. 4.132, *b*), astfel încît reluctanța să fie din nou minimă. În continuare rămîn alimentate doar înfășurările *22'* și rotorul efectuează o nouă rotire cu 30° (fig. 4.112, *c*) ș.a.m.d.

Alimentării succesive a bobinelor statorice îi corespund salturi de poziție discrete, bine precizate ale rotorului. Această alimentare se realizează prin intermediul unui comutator mecanic sau electronic. Dacă rotorul ar fi tetrapolar la același tip de alimentare se realizează un pas de 15°. Prin mărirea numărului de poli rotorici sau prin înglobarea în aceeași mașină a mai multor grupe de statoare și rotoare decalate relativ (fig. 4.133), la alimentarea consecutivă a înfășurărilor statorice, se poate realiza în continuare reducerea pașilor unghiulari. Performanțele motorului pas cu pas sînt exprimate prin mărimea cuplului reactiv de sincronizare (de care depinde eroarea de poziție unghiulară); viteza de răspuns (timpul de realizare a unui pas), preferabil cît mai ridicate; gradul de amortizare a oscilațiilor mecanice ale rotorului la trecerea de pe o poziție pe alta; frecvența posibilă a comutărilor (fără a pierde nici un pas); siguranța în funcționare. Mărirea cuplului sincronizant și limitarea oscilațiilor mecanice se obțin prin utilizarea rotoarelor din magneți permanenți sau prin prevederea unor bare de amortizare în armăturile rotorice.

5.

MAŞINA DE CURENT CONTINUU

5.1. GENERALITĂŢI

ELEMENTE CONSTRUCTIVE

Maşina de curent continuu cunoaşte o mare răspîndire în sistemele de acţionare electrică, datorită caracteristicilor electromecanice avantajoase pe care le prezintă. Maşina de curent continuu este utilizată atît în regim de motor cît şi în regim de generator; regimul de frînă este întîlnit numai incidental în funcţionarea maşinii de curent continuu.

În maşina de curent continuu cîmpul inductor este fix faţă de armătura inductoare, realizată ca stator. Cîmpul inductor poate fi produs cu ajutorul curentului continuu sau cu ajutorul magneţilor permanenţi (la puteri mici). Înfăşurarea prin care trece curentul continuu pentru producerea cîmpului inductor se numeşte înfăşurare de excitaţie, iar curentul respectiv, curent de excitaţie.

Indusul maşinii de curent continuu, realizat pe rotor, este prevăzut cu o înfăşurare de curent continuu (de tip închis), conectată la colector, organ caracteristic şi indispensabil al maşinii de curent continuu, care are rolul de a redresa curentul alternativ al indusului pentru a da în circuitul exterior un curent continuu.

Înfăşurarea de excitaţie a maşinii de curent continuu poate fi alimentată în diferite moduri: de la surse exterioare maşinii (fig. 5.1, *a*), cînd se spune că maşina are excitaţie separată, sau chiar de la bornele maşinii, cînd se spune că maşina este autoexcitată. După modul de conectare al înfăşu-

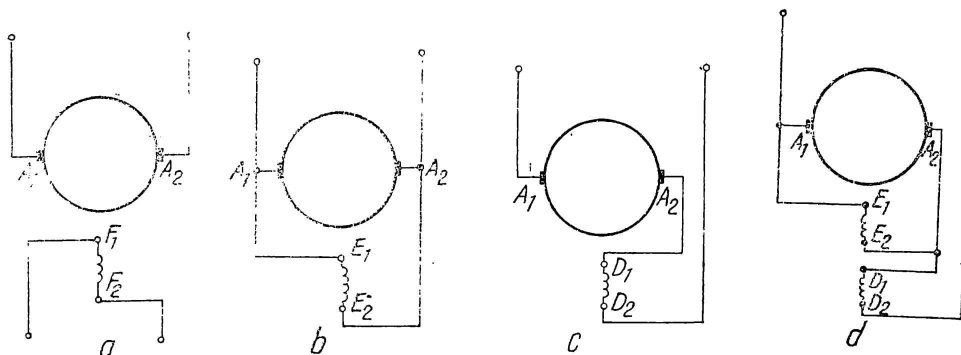


Fig. 5.1. Conexiunile maşinilor de curent continuu:
a — cu excitaţie separată; *b* — cu excitaţie derivaţie; — cu excitaţie serie; *d* — cu excitaţie mixtă.

rării de excitație mașinile cu autoexcitație pot fi excitate în paralel sau în derivație (fig. 5.1, *b*), cu excitație în serie (fig. 5.1, *c*), sau cu excitație compund (fig. 5.1, *d*).

Regimul nominal de funcționare al mașinii de curent continuu se caracterizează prin mărimile nominale, pentru care a fost dimensionată mașina și care sînt înscrise pe plăcuța indicatoare a mașinii: regimul de funcționare (generator, motor); puterea în kW; la generatoare puterea electrică la borne, la motoare, puterea mecanică la arbore; curentul la bornele principale în A; tensiunea la borne în V; turația nominală în rot/min; tensiunea și curentul de excitație în V respectiv în A; regimul de lucru (de durată, intermitent, scurtă durată).

Pe plăcuța indicatoare se mai înscriu date referitoare la tipul de protecție al mașinii și date pentru transportul și montajul mașinii (greutatea totală, eventual și greutatea rotorului la mașini foarte mari).

Mărimile normalizate ale tensiunilor de curent continuu sînt: la generatoare 115 V, 230 V, 460 V; la motoare de uz general 110 V, 220 V, 440 V; la motoare pentru tracțiunea electrică 250V, 660V, 825V, 1 330 V, 1 650V, 2 640 V, 3 300 V.

Turațiile nominale ale mașinilor de curent continuu de uz general pot fi alese apropiate sau egale cu cele ale mașinilor sincrone sau asincrone. Adesea se întîlnesc și alte turații nominale, adaptate necesităților acționării în care se folosesc. În tabelul 5.1 se dau caracteristicile unor mașini de curent continuu.

Ca generator, mașina de curent continuu nu mai prezintă o importanță energetică, această utilizare a ei fiind din ce în ce mai redusă, existînd tendința de a produce curent continuu prin redresarea curentului alternativ. Mașina de curent continuu spre deosebire de redresor realizează și o conversie electromagnetică a energiei. Generatorul de curent continuu se folosește în energetică mai ales ca excitatoare și ca subexcitatoare.

Motoarele de curent continuu se folosesc pe scară largă în diferite sisteme de acționare electrică cu turația variabilă și în tracțiunea electrică: laminoare reversibile, sisteme de urmărire, mașini de extracție (ascensoare miniere), excavatoare, tramvaie, troleibuze, locomotive electrice.

Deși s-au încercat numeroase soluții pentru înlocuirea motorului de curent continuu cu motoare de curent alternativ, pînă în prezent nu s-a găsit o soluție mulțumitoare din toate punctele de vedere. Puterea unitară maximă a motoarelor de curent continuu utilizate în prezent este de aproximativ 10 MW (la laminoare reversibile și la tunele aerodinamice).

Mașina de curent continuu se compune constructiv din două părți: *statorul*, care cuprinde carcasa cu scuturile portlagăr și sistemul inductor cu poli aparenți; *rotorul* realizat ca indus al mașinii prevăzut cu colector. În figura 5.2 sînt reprezentate principalele elemente constructive ale mașinii; în figura 5.2, *A* se prezintă construcții de poli principali, iar în figura 5.2, *B* colectorul cu mai multe rînduri de perii. Secțiunea longitudinală și transversală prin mașină se prezintă în fig. 5.3, *A* și *B*.

Indusul mașinii de curent continuu este magnetizat alternativ datorită rotirii lui în cîmpul inductor. De aceea miezul indusului este realizat din tole de oțel electrotehnic, de 0,5 mm grosime, izolate între ele cu lac sau cu oxizi. La periferia miezului indusului sînt practicate crestături, sub forma unor canale longitudinale deschise sau semiînchise, prima formă prezentînd avantaje tehnologice deoarece ușurează așezarea înfășurării în crestături. În crestături este dispusă înfășurarea indusului, ale cărui

TABELUL 5.1.

Mașini de curent continuu
(Caracteristici constructive și funcționale)

TIP	P (kW)	U (V)	n rot/min	p	D (mm)	l (mm)	A (A/cm)	B_δ (T)	Z	K	D_k (mm)	l_k (mm)	δ (mm)	δ_k (mm)	G (kg)	GD^2 (kgfm²)	η (%)	Domeniul de utilizarea	Tipul de înfășurare
MCM 814	110	220	500	2	420	400	372	0,785	58	174	304	127	3,5	9,5	2 250	54,4	91,5	Metalurg.	buclată simplă
MCM 816	150	220	480	2	440	465	417	0,784	50	150	324	185	4	9,5	2 870	76,4	92,0	„	buclată simplă
MCM 818	185	220	435	2	480	510	437	0,771	46	138	362	185	4,5	9,5	3 800	126	92,2	„	buclată simplă
MCM 620	200	220	390	2	540	515	410	0,82	46	138	420	271	5	8	5 300	200	92,2	„	buclată simplă
MCM 622	275	220	360	3	620	635	382	0,8	105	315	500	272	6	8	7 030	300	92,4	„	„
MCM 624	370	220	340	3	680	660	407	0,855	93	279	578	318	7	10	8 900	576	92,5	„	„
*MCM*250/1400	250	440	1 400	2	420	400	330	0,72	46	138	310	200	5	8	3 200	65	92,5	„	„
*MCM*350/900	350	440	900	2	440	670	404	0,69	42	126	324	268	5,5	8	4 500	125	92,4	„	„
*MCM*450/500	450	750	500	2	500	736	377	0,9	70	210	484	185	6	10	8 400	310	92,6	„	„
*MCM*550/500	550	750	500	2	650	695	423	0,875	66	198	530	241	6,5	10	9 500	385	92,7	„	„
*GDTM*533 F	200	275	495	3	542	258	483	1,1	75	300	320	144	7	12	2 100	180	88,7	*LDE* 2 100 CP	ondulată simplă
*LJE*108-1	850	770	1 100	4	640	360	560	0,91	76	380	535	152	3	7	3 000	216	93,4	*LE* 5100	buclată simplă
*MTEM*160/4	160	290	542	2	454	260	460	1	58	232	350	144	6	8	1 500	58	92,0	*LDE* 1 500 CP	buclată simplă
*MCT*542× ×320/6	375	468	712	3	542	320	515	1,06	75	300	320	144	3	10	2 350	225	91,5	*LDE* 4 000 CP	ondulată simplă
*GD*990/12	750	700	750	6	990	400	540	0,9	114	570	885	152	3	6	6 400	960	93,2	*LDE* 1 250 CP	combinată

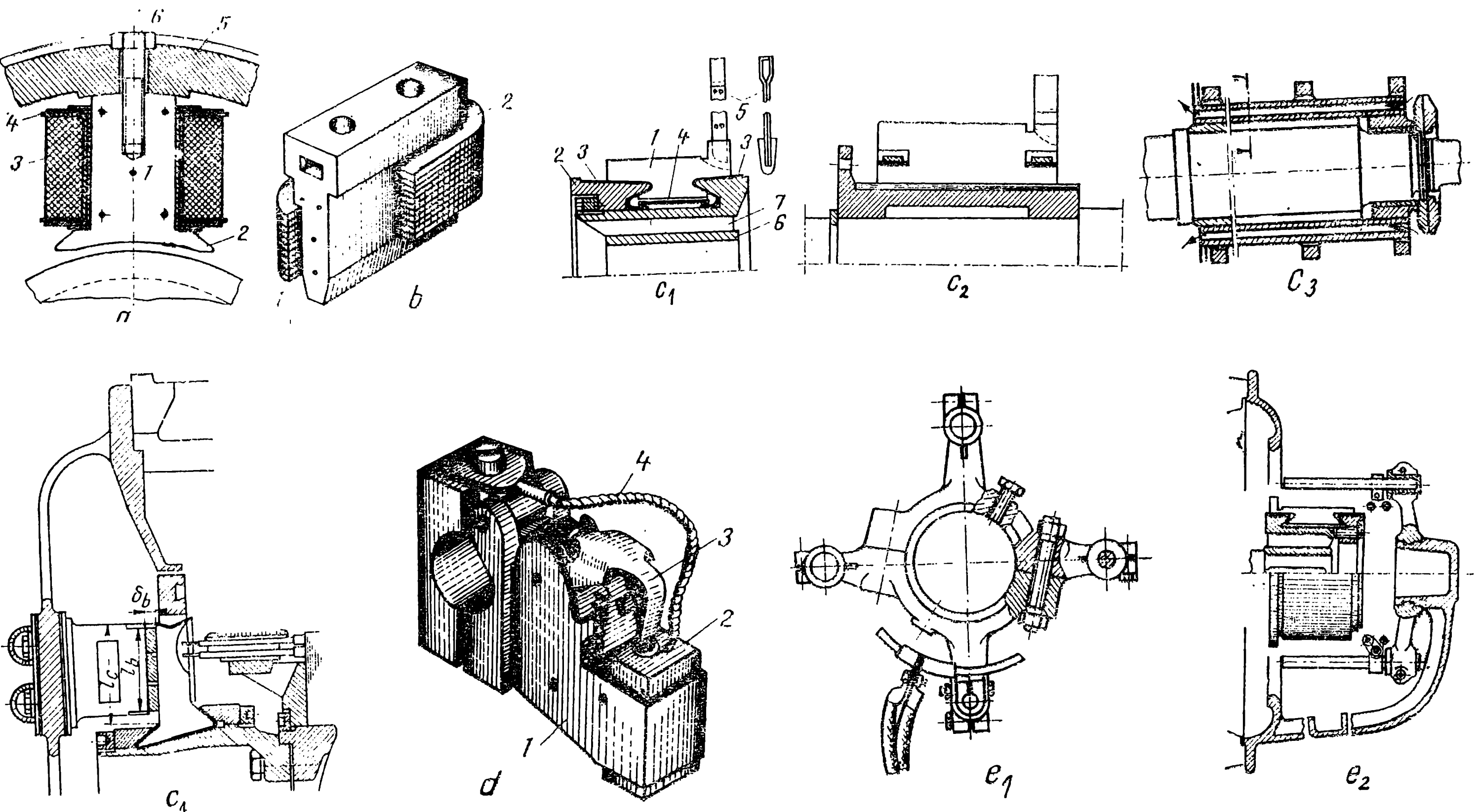


Fig. 5.2. Elemente constructive ale mașinii de curent continuu:

a — pol principal (de excitație): *1* — miezul polar, *2* — piesă polară, *3* — bobină de excitație, *4* — izolație, *5* — carcasa, *6* — șurub cu cap hexagonal; *b* — pol auxiliar; *1* — miezul polar, *2* — bobina polului executată din bară de cupru îndoită pe cant; c_1 — colector cu forma lamelei în coadă de rîndunică; *1* — lamelă de colector, *2* — con de strîngere, *3* — con izolant, *4* — cilindru izolant, *5* — stegulețe, *6* — butuc, *7* — nervură; c_1 — colector cu lamelă în formă de H; c_3 — colector cu inele de strîngere exterioare (viteze mari); c_4 — colector frontal; *d* — perie și portperie: *1* — carcasa periei, *2* — perie, *3* — resort, *4* — conductor flexibil; e_1 — crucea portperiilor; e_2 — fixarea crucii portperiilor pe palier.

conductoare sînt legate după anumite reguli la lamelele colectorului. Colectorul constă din lamele de cupru ecruisat de secțiune trapezoidală, izolate unele față de celelalte cu micanită și față de inelele de strîngere speciale, cilindrice sau conice, care le consolidează în formă de coroană circulară.

Indusul și colectorul se fixează pe arborele mașinii direct sau prin intermediul unor bucșe. Tot pe arbore se fixează și ventilatorul.

Inductorul este format din polii principali sau poli inductori și din polii auxiliari sau poli de comutație. Polii principali servesc la crearea cîmpului inductor. Ei au un miez pe care sînt așezate bobinele de excitație concentrate, iar în partea către întrefier sînt prevăzuți cu piese polare, care asigură o repartiție mai favorabilă a inducției magnetice în întrefier.

Polii inductori pot fi din oțel masiv sau ștanțați din tole de oțel de 1—2 mm grosime, ultima soluție prezentînd avantaje tehnologice. Polii principali sînt fixați cu buloane de jugul statoric (fig. 5.2, *a*), care adesea joacă rol de carcasă. De regulă jugul este din oțel sau din fontă. Polii de comutație (fig. 5.2, *b*) se realizează de regulă din oțel și sînt prinși de jug prin buloane. Pe polii de comutație se dispune o înfășurare conectată în serie cu înfășurarea indusului.

La mașinile de putere mai mare, în piesele polare ale polilor inductori se dispune în crestături o înfășurare de compensare în serie cu înfășurarea indusului.

Pe suprafața exterioară a colectorului (fig. 5.2, *c*) calcă periile realizate prin sinterizare din grafit artificial sau din pulberi metalografitice. Periile sînt ghidate de portperii (fig. 5.2, *d*), prevăzute cu arcuri care apasă periile pe suprafața colectorului cu o anumită forță. Portperiile sînt așezate pe tije de susținere fixate izolat pe un colier. Colierul se fixează de regulă pe un scut sau pe o piesă de ghidare (fig. 5.2, *c*), solidară cu carcasa și poate fi rotit în anumite limite pentru a aduce periile în poziția necesară unei funcționări corecte a mașinii.

Capetele înfășurărilor mașinii și tijele periilor sînt legate la borne fixate pe o placă de borne solidară cu carcasa, fiind de regulă protejate într-o cutie de borne. Bornele diferitelor înfășurări și al periilor se notează ca în figura 5.1, conform STAS 3530-71.

5.2. CUPLUL ELECTROMAGNETIC AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

Pentru calculul cuplului electromagnetic care se exercită asupra rotorului se utilizează relația (2.124), particularizată pentru cazul în care cîmpul magnetic inductor nu depinde de timp, adică $b(\alpha-\beta_1/2,t)=B_\delta(\alpha-\beta_1/2)$, iar curentul prin secție I_a este constant și parcurge toate secțiile înseriate care formează o cale de curent. Cuplul care se exercită asupra unei secții oarecare de indice i este:

$$M_{si} = -2\,LR\,I_a\,N_a\cdot B_\delta\,(\alpha-\beta_1/2) = -2\,I_a\,LR\,N_a\,B_\delta\,(\alpha_{si}). \qquad (5.1)$$

Cuplul electromagnetic care se exercită asupra celor k secții dintr-o cale de curent este:

$$M_a = \sum_{i=1}^{k} M_{si} = -2I_a\,LR\,N_q\sum_{i=1}^{k} B_\delta\,(\alpha_{si}) = -2I_a LR\,N_q\,kB_{med}. \qquad (5.2)$$

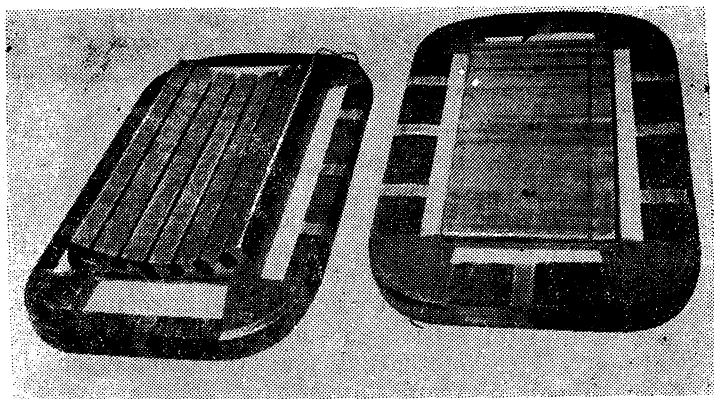


Fig. 5.2, A. Poli principali cu înfășurări de excitație ai unui motor de curent continuu (Brown Boveri).

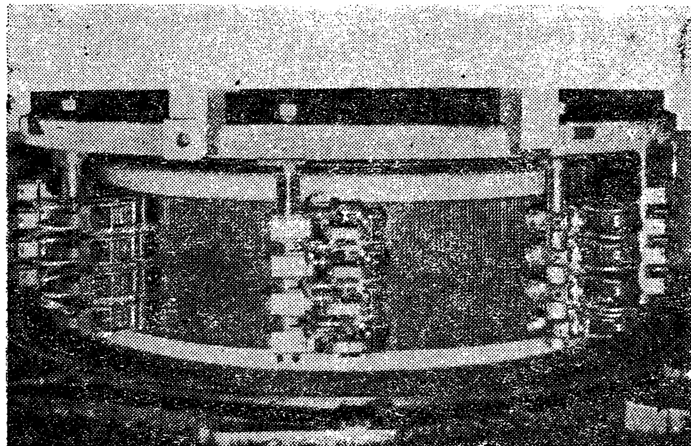
8 9 1 23 6 19 11 12 7 13 17 15 16 14 φ90 170 18 10 20 22 21 10 φ22 40 375 210 440 1125 A

Fig. 5.3. A. Secțiune longitudinală printr-o mașină de curent continuu $P_n = 85$ kW, $U_n = 110$ V; $n = 600$ rot/min:

1 — carcasă; *6* — scut parte tracțiune; *7* — scut parte opusă tracțiune; *8* — ansamblu port-perie; *9* — conductă flexibilă spre cutia de borne; *10* — cutia de borne; *11* — pachet de tole rotor; *12* — ansamblu bobinaj rotor; *13* — ansamblu colector; *14* — arbore; *15* — ansamblu lagăr rulment parte tracțiune; *16* — ansamblu rulment parte opusă tracțiune; *17* — ungător cu bilă; *18* — sector pentru vaselină; *19* — ansamblu ventilator; *20* — jaluzea; *21* — ramă cu plasă; *22* — șurub de punere la pămînt; *23* — inele de ridicare.

Fig. 5.2, B. Vedere a subansamblului colector al unui motor de curent continuu de 950 kW, $n = 210-800$ rot/min, destinat instalațiilor de laminare (BBC).

B



B

Fig. 5.3. B. Secțiune transversală printr-o mașină de curent continuu $P_n = 85$ kW, $U_n = 110$ V; $n = 600$ rot/min:

2 — poli principali; 3 — bobina de excitație (înfășurarea derivație plus înfășurarea serie); 4 — polii auxiliari; 5 — bobina polului auxiliar.

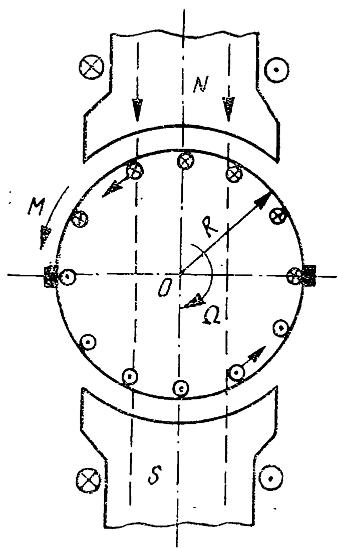


Fig. 5.4. Sensul cuplului electromagnetic și al vitezei unghiulare la generatorul de curent continuu.

Se constată că cuplul electromagnetic exercitat asupra tuturor secțiilor unei căi de curent este constant în timp. Cuplul care acționează asupra tuturor celor $2a$ căi de curent este:

$$M = 2aM_a = -4\,a\,I_a\,RL\,k\,N_q\,B_{med} =$$

$$= -\frac{p}{2\pi a} N I_A \Phi = -k_m I_A \Phi \qquad (5.3)$$

unde $k_m = pN/2\pi a = k_e/2\pi$, iar $I_A = 2\,a\,I_a$ este curentul la perie care se distribuie în mod egal pe cele $2\,a$ căi de curent conectate în paralel față de perii.

Prin urmare cuplul electromagnetic care se exercită asupra rotorului mașinii de curent continuu este proporțional cu fluxul magnetic Φ și curentul I_A și nu depinde de turația n.

Sensul cuplului electromagnetic se determină cu ajutorul vectorului $\bar{J} \times \bar{B}$, unde $\bar{J}$ este densitatea de curent din conductoare; semnul minus arată că se opune mișcării, adică sensurile adoptate pentru curent și pentru cîmpul magnetic corespund regimului de generator (fig. 5.4).

5.3. CÎMPUL MAGNETIC DIN ÎNTREFIERUL MAȘINII DE CURENT CONTINUU LA FUNCȚIONAREA ÎN SARCINĂ

Cîmpul magnetic rezultant din întrefierul mașinii de curent continuu este determinat de acțiunea simultană a înfășurării de excitație (inductoare) parcursă de curentul de excitație I_e și a înfășurării indusului ale cărei conductoare sînt parcurse de curentul I_a. Cîmpul magnetic produs numai de înfășurarea de excitație la $I_a = 0$ se numește *cîmp inductor*, iar cîmpul magnetic produs numai de înfășurarea indusului la $I_e = 0$ se numește *cîmp de reacție*. Cîmpul inductor se calculează ca la roata polară (fig. 5.5, *a*). Axa de simetrie interpolară (transversală) în care inducția magnetică a cîmpului inductor este nulă se numește *axă neutră geometrică* (axa *nn'*). Cîmpul magnetic de reacție al indusului prezintă simetrie în raport cu axa periilor, dacă acestea sînt așezate în axa *nn'* (fig. 5.5, *b*).

Densitatea lineară de curent, numită pătură de curent sau încărcare lineară de curent a indusului este $A = NI_a/\pi D$. Mărimea A variază de la 100 A/cm la mașinile de putere mică, pînă la 600 A/cm sau mai mult, la mașinile de putere mare. Aplicînd legea circuitului magnetic pe un contur Γ care urmărește una din liniile cîmpului magnetic de reacție (fig. 5.5, *b*) și presupunînd conductoarele uniform repartizate pe axa indusului ($A =$ $=$ const.) se obține: $\int_\Gamma \bar{H} d\bar{l} = 2xA$; neglijînd t.m. în oțel și considerînd simetria față de axa polului rezultă $2\,v_{aq}(x) = 2H_{xa}\delta(x) = 2xA$ sau $v_{aq}(x) =$ $= xA = H_{xa}\delta(x)$ unde $\delta(x)$ este lățimea întrefierului în punctul $x\,(x = Rx_s)$, iar $v_{aq}(x)$ este t.m. a întrefierului în același punct, care atinge valoarea maximă v_{aqm} pentru $x = \tau$. Inducția magnetică din întrefier cînd nu se consideră saturația este $B_{ax} = \mu_0 H_{ax} = \mu_0 Ax/\delta$. În figura 5.5, *b* s-a repre-

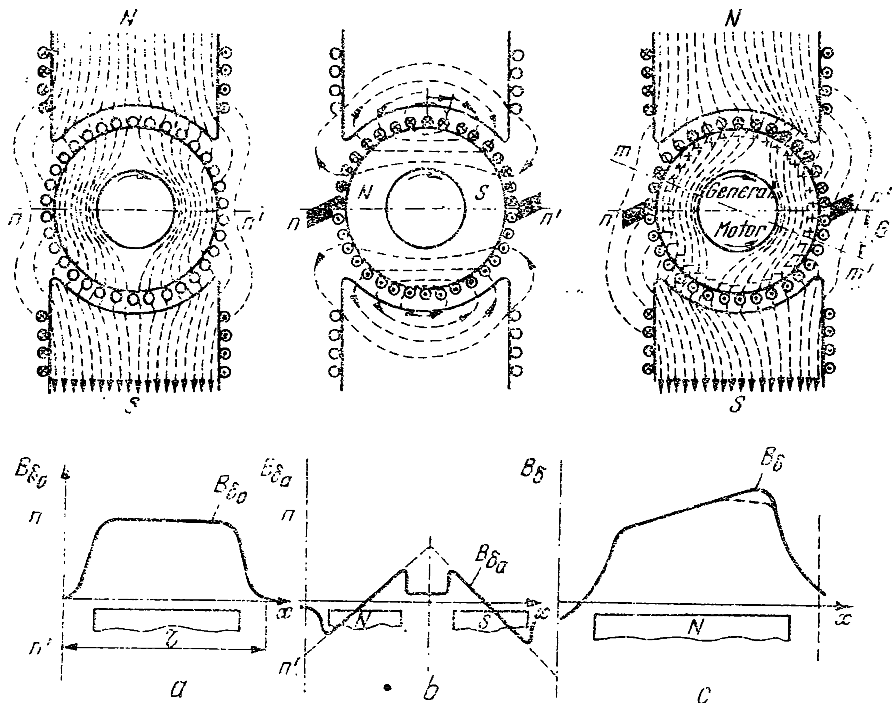


Fig. 5.5. Cîmpul magnetic în întrefier:

a — cîmpul magnetic inductor; *b* — cîmpul magnetic de reacție; *c* — cîmpul magnetic rezultant (egal cu $B_{\delta_0} + B_a$ pe porțiunea nesaturată și mai mic decît $B_{\delta_0} + B_a$ pe porțiunea saturată—linie punctată).

zentat (cu linie întreruptă) variația t.m. $v_{aq}(x)$ și a cîmpului magnetic H_{ax} (B_{ax}) în funcție de x (α_s). Cîmpul de reacție este în acest caz pur transversal. La funcționarea în sarcină este parcursă de curenți atît înfășurarea de excitație, cît și cea a indusului; compunînd cele două cîmpuri se obține cîmpul mgnetic rezultant. Reacția indusului întărește cîmpul din întrefier sub una din marginile pieselor polare și-l slăbește sub cealaltă margine, rezultă distorsionarea tipică a liniilor de cîmp reprezentate în figura 5.5, *c*. Ca urmare axa neutră magnetică (axa *mm'*), în care se anulează cîmpul magnetic rezultant, se decalează din axa neutră geometrică.

Dacă mașina funcționează nesaturat, cîmpul magnetic de reacție nu modifică fluxul magnetic pe pol, întrucît slăbirea cîmpului de o parte a piesei polare este compensată de întărirea lui la cealaltă margine a piesei polare. La intervenția saturației dinților indusului sau a marginilor piesei polare, reacția indusului mărește cîmpul din întrefier în măsură mai mică sub o margine a piesei polare decît îl slăbește sub cealaltă margine. Deci la mașinile normale — funcționînd saturate — reacția indusului duce la micșorarea fluxului pe pol. Această influență se poate considera, în primă aproximație, proporțională cu I_a. Determinarea t.m. suplimentară v_{qd} corespunzătoare micșorării fluxului magnetic pe pol se face pe baza elementelor prezentate în figurile 5.6 și 5.7.

Deoarece zonele principale unde sînt împreună liniile cîmpului inductor și de reacție transversală sînt întrefierul și dinții (fig. 5.6) se va trasa caracteristica de magnetizare parțială $\Phi = f(v_\delta + v_z)$ respectiv la altă

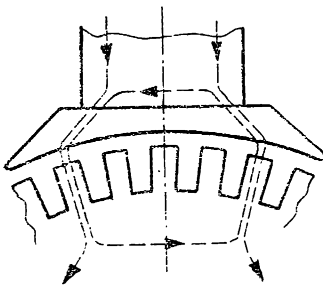


Fig. 5.6. Linii ale cîmpului magnetic de excitație și linii ale cîmpului magnetic de reacție transversală a indusului.

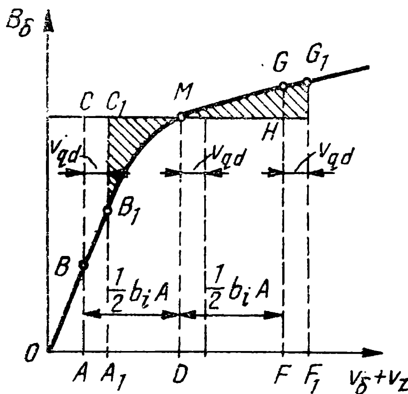


Fig. 5.7. Caracteristica de magnetizare parțială și determinarea tensiunii magnetice necesare compensării acțiunii demagnetizante a reacției transversale a indusului ($b_i = \alpha_i \tau$).

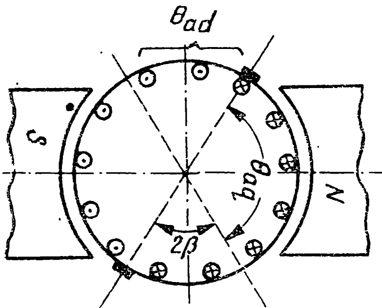


Fig. 5.8. Descompunerea solenației reacției indusului în solenația longitudinală și solenația transversală.

scară $B_\delta = f(v_\delta + v_z)$, (fig. 5.7). Sub piesa polară acționează t. m. $\alpha_i v_{aqm} = \alpha_i \tau A$ și anume $\frac{1}{2} \alpha_i \tau A$ are o acțiune demagnetizantă asupra marginii polare de intrare, iar $\frac{1}{2} \alpha_i \tau A$ are o acțiune magnetizantă asupra marginii polare de ieșire. Punctul M corespunde funcționării în gol; se fixează $DA = DF = \frac{1}{2} \alpha_i \tau A$. În acest caz OA și OF reprezintă t.m. rezultantă sub marginile polare de intrare și ieșire. Porțiunea BMG dă repartiția inducției magnetice în întrefier sub piesa polară funcționînd în sarcină. Suprafața dreptunghiului $AFHC$ reprezintă la o anumită scară fluxul magnetic la funcționarea în gol, iar $AFGB$ fluxul în sarcină. Se va deplasa segmentul $AF = \alpha_i \tau A$ cu o distanță suficientă, astfel ca suprafețele $A_1F_1G_1B_1$ și $AFHC$ să fie egale și rezultă v_{qd} respectiv solenația Θ_{qd}.

Dacă periile sînt decalate din axa neutră geometrică cu unghiul β (fig. 5.8) atunci solenația de reacție se poate descompune în două componente: componenta transversală $\Theta_{aq} = DA(\pi - 2\beta)/2p$ care produce cîmpul de reacție transversal și componenta longitudinală $\Theta_{ad} = DA\ \beta/p$ care produce cîmpul magnetic de reacție longitudinală, care funcție de sensul de decalare a periilor poate fi magnetizant sau demagnetizant. Prin urmare pe polii principali se va adăuga solenația $\Theta_{ed} = \Theta_{qd} + \Theta_\delta$ pentru ca fluxul magnetic pe pol să nu se modifice. Reacția indusului conduce la următoarele dezavantaje: micșorarea fluxului magnetic pe pol (la generatoarele de curent continuu pentru sudare este favorabilă) modifică distribuția potențialului electric dintre lamelele colectorului; întîrzierea procesului de comutație datorită t.e.m. e_a; pierderile în dinții rotorului cresc datorită distribuției neuniforme a cîmpului magnetic.

În timpul funcționării mașinii de curent continuu diferitele secții ale înfășurării rotorului trec dintr-o cale de curent în alta, această trecere conduce la scurtcircuitarea secției de către perii pentru un anumit interval de timp T_k și inversarea în acest timp a sensului curentului din secție. Ansamblul fenomenelor care au loc în acest interval de timp se numește *comutație*. Curentul într-o secție (bobină elementară), în regim staționar, este constant în timp și de un anumit sens atît timp cît bobina se află într-o aceeași cale de înfășurare. În intervalul T_k în care secția comută, curentul prin secție variază de la valoarea I_a la $-I_a$. Pentru funcționarea mașinii este importantă forma curbei de variație a curentului prin secție în intervalul T_k. Pentru prezentarea fenomenului de comutație se va considera o înfășurare buclată, cu remarca că fenomenele sînt aceleași indiferent de tipul înfășurării. Desfășurarea în timp a procesului de comutație reiese din figura 5.9. La un moment dat, fie acest moment $t = 0$, peria, presupusă de *aceeași lățime cu lamela de colector*, calcă numai pe lamela 2, secția care comută (1—13) făcînd parte din calea de curent din stînga și fiind parcursă de curentul I_a, în sensul indicat în figura 5.9, *a*. După trecerea timpului T_k, peria calcă pe lamela imediat vecină. Între lățimea periei b_p, viteza periferică a colectorului și intervalul de timp T_k există relația: $T_k = b_p/v_c = 60b_p/\pi D_k n$, ($D_k$ fiind diametrul colectorului). Sensul de rotație al rotorului este indicat pe figura 5.9.

La $t = T_k$ peria calcă numai pe lamela 1 și secția 1—13 se află în calea de curent din dreapta, fiind parcursă de curentul I_a, dar în sens contrar față de momentul $t = 0$. La un moment $t \in (0, T_k)$, peria considerată calcă parțial pe lamela 1 și parțial pe lamela 2; fiind scurtcircuitată de perie (fig. 5.9, *b*), secția 1—13 nu face parte din nici o cale de curent și nu este străbătută de curentul principal. În același timp cu secția considerată comută și alte secții.

În secția care comută se induc t.e.m. O primă t.e.m. se induce datorită variației curentului i prin secția care comută: $e_r = -(L_s + m_s)\dfrac{di}{dt}$ unde L_s este inductivitatea proprie a secției, iar m_s este inductivitatea mu-

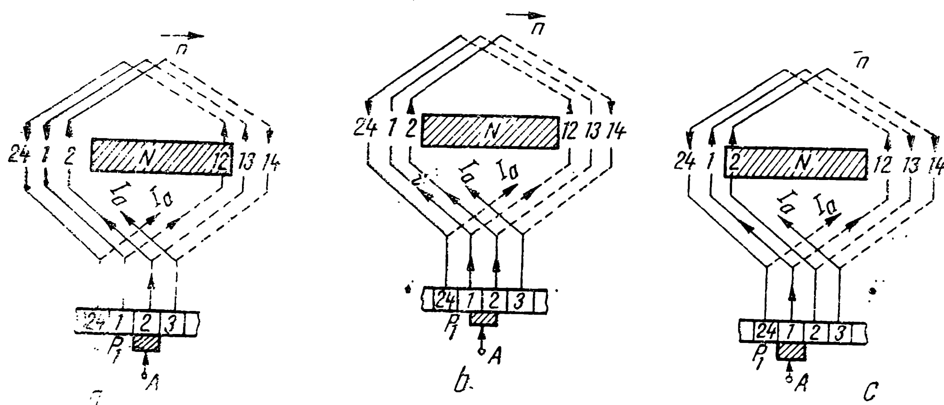


Fig. 5.9. Comutația unei secții:
a — începutul comutației ($t = 0$); *b* — moment intermediar; *c* — sfîrșitul comutației $t = T_k$).

tuală între secția considerată și celelalte secții care comută în același timp; t.e.m. e_r se numește *tensiune de autoinducție* și depinde de variația în raport cu timpul a curentului i. În secția care comută se mai induce o t.e.m. e_a datorită cîmpului de reacție transversală care este diferit de zero în zona interpolară unde se află laturile secției care comută. Conform relației (2.75) t.e.m. indusă în secție va fi:

$$e_a = 2v\,w_s\,LB_{\delta a} = C''I_A n \qquad (5.4)$$

inducția magnetică $B_{\delta a}$ este proporțională cu valoarea I_A a curentului. În secția care comută poate fi indusă o t.e.m. e_k de un cîmp magnetic suplimentar, produs în dreptul laturilor secției de polii auxiliari. Această t.e.m. e_k se poate realiza și printr-o mică deplasare a periilor către polul de excitație de polaritate convenabilă, de nume contrar cîmpului de reacție transversală din aceeași zonă, se obține t.e.m. $e_k = C_1 n B_{\delta 0}$; inducția $B_{\delta 0}$ nu este funcție de curentul I_A din înfășurarea rotorului la mașina cu excitație derivație sau independentă. Această t.e.m. e_k are rolul de a micșora sau a anula (compensa) suma t.e.m. $e_r + e_a$.

Fie r_s rezistența secției în comutație, r_1 și r_2 rezistența contactului dintre perie și lamela *1* și respectiv perie și lamela *2* la un moment $t \in (0; T_k)$. Rezistențele de contact r_1 și r_2 sînt variabile în timp și sînt invers proporționale cu suprafața de lamelă călcată la un moment dat de perie:

$$r_1 = r_p\,S_p/S_1 = r_p T_k/(T_k - t);\quad r_2 = r_p\,S_p/S_2 = r_p T_k/t \qquad (5.5)$$

deoarece suprafața S_1 este proporțională cu timpul care a trecut din momentul începerii comutației, iar S_2 este proporțională cu $T_k - t$; r_p este rezistența de trecere între perie și lamelă cînd peria calcă numai pe o lamelă, avînd suprafața de trecere, S_p. Aplicînd a doua teoremă a lui Kirchhoff conturului format din spiră, lamele și perie se obține:

$$r_s i + (I_a + i)(r_2 + R_l) - (I_a - i)(r_1 + R_l) = e_r + e_a + e_k \qquad (5.6)$$

de unde rezultă curentul i din secția în comutație:

$$i = I_a \frac{r_1 - r_2}{r_1 + r_2 + r_s + 2R_l} + \frac{e_r + e_a + e_k}{r_1 + r_2 + r_s + 2R_l} =$$

$$= I_a \frac{1 - \dfrac{2t}{T_k}}{1 + \dfrac{R}{r_p}\cdot\dfrac{t}{T_k}\left(1 - \dfrac{t}{T_k}\right)} + \frac{e_r + e_a + e_k}{R + r_p/\left[\dfrac{t}{T_k}\left(1 - \dfrac{t}{T_k}\right)\right]};\ R = r_s + 2R_l; \qquad (5.7)$$

T.e.m. e_r depinde de i, deci (5.7) nu reprezintă soluția ecuației (5.6) dar permite obținerea unor concluzii de importanță practică.

A. În cazul în care s-a realizat o compensare completă, adică $e_r + e_a + e_k = 0$ sau $e_k = 0$ și comutația are loc la viteze mici ($v_c \to 0$) deci $e_r + e_a \to 0$ atunci se obține:

$$i = \frac{1 - 2t/T_k}{1 + (R/r_p)\,(t/T_k)\,(1 - 1/T_k)} I_a \qquad (5.8)$$

În ipoteza că $r_p \gg R$, cazul periilor tari, sau mașina este de putere mare, atunci se poate considera $R/r_p \to 0$ și rezultă $i = (1 - 2\,t/T_k)I_a$, adică între

valorile I_a și $-I_a$ curentul i variază linear în timp. Se spune că are loc o comutație lineară (curba *a* din fig. 5.10).

Dacă R/r_p nu se poate neglija, cum este cazul mașinilor mici, variația în raport cu timpul a curentului i este descrisă de relația (5.8). Pentru $t = 0, t = T_k/2$ și $t = T_k$ se obțin pentru i aceleași valori ca și la comutația lineară. Se spune că are loc o comutație de rezistență.

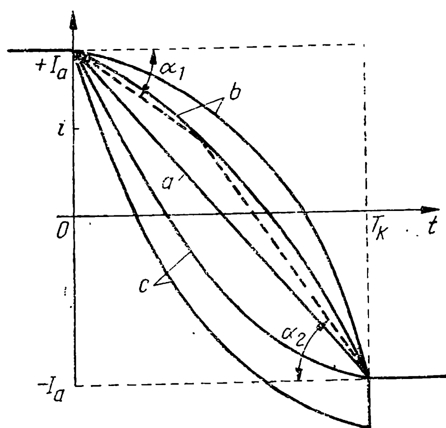


Fig. 5.10. Variația în timp a curentului: *a* — comutație lineară; *b* — comutație întîrziată; *c* — comutație accelerată.

B. Cazul $e_a + e_r + e_k > 0$ corespunde în particular situației cînd $e_k = 0$, adică periile sînt plasate în axa neutră geometrică și mașina nu are poli auxiliari. Inductivitatea $L_s + m_s$ întîrzie variația curentului în bobina care comută; t.e.m. rezultantă $e_a + e_r$ tinde să mențină curentul în secție cu sensul avut la $t = 0$. Totul se întîmplă ca și cum peste curentul dat de (5.8) s-ar suprapune un curent $i_r = (e_r + e_a + e_k)/(r_1 + r_2 + R)$ mereu de același sens, nul la $t = 0$ și $t = T_k$.

O astfel de comutație se numește comutație întîrziată (curba *b* din fig. 5.10).

C. Pentru $e_r + e_a + e_k < 0$ care corespunde cazului cînd t.e.m. e_k este de semn contrar t.e.m. $e_r + e_a$ și $|e_r + e_a| < |e_k|$ se obține o comutație accelerată (curba *c* din figura 5.10), adică curentul schimbă de semn într-un timp mai mic în comparație cu comutația lineară.

Densitatea curentului sub perie se poate determina cu ajutorul curentului de comutație $i = f(t)$. Densitatea de curent corespunzătoare suprafeței S_1 de contact a periei cu lamela *1* este $J_1 = (I_a - i)/S_1 = K' \text{tg}\alpha_1$, iar cea corespunzătoare suprafeței de contact S_2 dintre perie și lamela *2* este $J_2 = (I_a + i)/S_2 = K'' \text{tg}\alpha_2$ (fig. 5.10). În cazul comutației lineare, densitatea de curent sub perie pe ambele lamele este constantă în tot timpul comutației. Alegînd convenabil această densitate, nu vor apărea scîntei periculoase sub perie și comutația va fi corespunzătoare Este o comutație ideală spre care se tinde.

La comutația întîrziată $J_2 > J_1$ și sensibil mai mare pentru anumite momente decît în cazul comutației lineare, mai ales spre sfîrșitul perioadei de comutație. Muchia de intrare a periei este mai puțin solicitată decît muchia de ieșire la care pot să apară și scîntei periculoase în momentul în care peria părăsește lamela *2*.

La comutația accelerată este mai solicitată muchia de intrare și mai puțin cea de ieșire. Dacă comutația este mult accelerată (e_k mare) sînt solicitate intens ambele muchii și pot apărea scîntei atît la muchia de intrare cît și la cea de ieșire. Ca și la comutația întîrziată densitatea de curent sub perie este neuniformă solicitînd intens unele porțiuni din perie.

T.e.m. de autoinducție are o valoare medie e_{rm} care corespunde valorii medii a lui $\frac{di}{dt}$ și ca urmare se obține:

$$e_{rm} = \frac{1}{T_k}\int_{-I_a}^{I_a}(m_s + L_s)\frac{di}{dt} = 2\frac{m_s + L_s}{T_k}I_a = \pi D_k \frac{m_s + L_s}{60\, b_p}\cdot\frac{I_a}{a}\, n = k_1 I_A \cdot n \tag{5.9}$$

Valoarea medie a tensiunii de autoinducție este proporțională cu curentul mașinii și cu turația ei. Această tensiune este cea care limitează puterea care se poate obține de la o mașină de curent continuu; de obicei $e_{rm} \leqslant 10$ V. S-au realizat mașini cu puteri pînă la 23 000 kW cu: $e_{rm} = 20$ V; $D = 4{,}1$ m; $\alpha_i = 0{,}75$; $B_\delta = 1{,}2$ T.

T.e.m. e_a devine neglijabilă la mașinile de curent continuu care au înfășurare de compensație.

Scînteierea la colector poate fi atît de natură electromagnetică, datorită inversării incomplete a curentului la finele perioadei de comutație cît și de natură mecanică: ovalizarea colectorului, ieșirea unei lamele sau a izolației, vibrația portperiilor, presarea insuficientă a periilor pe colector. Scînteile la colector au diferite forme și nuanțe.

Asigurarea unei comutații corecte, fără scîntei la perii sau cu scînteiere minimă este esențială pentru funcționarea mașinii de curent continuu. Puterea limită a mașinilor de curent continuu este determinată de posibilitățile de stăpînire a calității comutației. Funcționarea îndelungată cu scîntei la perii duce la uzura rapidă a periilor și la deteriorarea colectorului, precum și la creșterea pericolului de apariție a cercului de foc la colector (arc electric pe o parte din periferia colectorului).

Comutația depinde și de repartiția potențialului electric pe circumferința colectorului, în special de tensiunea dintre lamele. Dacă numărul de lamele este K, iar tensiunea dintre două perii de polaritate opusă este U, atunci valoarea medie U_{mk} a tensiunii dintre două lamele este $U_{mk} = 2pU/K$ și nu depinde de tipul de înfășurare. Comutația este determinată de valoarea maximă U_{max} a tensiunii dintre două lamele vecine $U_{max} = U_{mk}/\alpha_i$ deoarece la producerea t.e.m. participă $\alpha_i K$ secții, adică cele care se află sub piesa polară; în afara polilor, cîmpul magnetic de excitație este neglijabil. La funcționarea în sarcină curba inducției magnetice din întrefier este deformată și ca urmare $U_{max} = k_u \cdot U_{mk}/\alpha_i$, unde $k_u = 1{,}3...1{,}5$. La mașinile de putere mare $U_{max} < 25$—28 V, la mașinile de putere medie $U_{max} < 30...35$ V și la mașinile de putere mică $U_{max} < 50...60$ V, dacă sînt depășite aceste limite atunci pot să apară scîntei permanente între lamelele de colector, care ionizează spațiul dintre perii intensificînd producerea scînteierii.

Metode de îmbunătățire a comutației. Pentru a realiza o comutație bună adică practic fără scînteiere sub perii, sau cu o scînteiere relativ redusă se utilizează o serie de măsuri, care rezultă din posibilitățile de micșorare a curentului i: mărirea rezistenței circuitului prin care circulă curentul i și micșorarea t.e.m. $e_r + e_a$. Este necesar să se reducă distorsionarea cîmpului magnetic.

a) Alegerea convenabilă a periilor constă în alegerea calității și dimensiunilor periilor. La mașinile cu tensiune mică se utilizează perii moi de grafit sau metalizate, iar la mașinile cu tensiuni ridicate, perii tari. Uneori, pentru mărirea rezistenței circuitului curentului i se utilizează

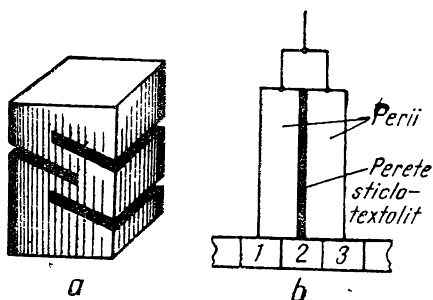


Fig. 5.11. Perii cu rezistență transversală mărită:

a — perie crestată; *b* — perie din fîșii separate de material izolant.

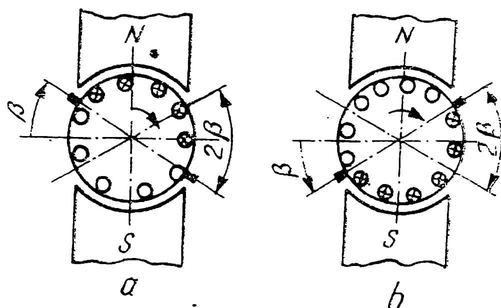


Fig. 5.12. Indusul cu colector cu periile decalate din axa neutră pentru îmbunătățirea comutației:

a — la generator; *b* — la motor.

perii formate din fîșii lipite între ele, izolate de-a lungul lor și conectate între ele numai la partea superioară (fig. 5.11).

b) Deplasarea periilor din axa neutră geometrică într-o poziție în care cîmpul magnetic inductor $B_{\delta 0}$ are sensul corespunzător compensării t.e.m. $e_r + e_a$; această compensare are loc pentru o singură valoare a curentului I_A. În prezent metoda se utilizează la mașini mici cu $P_n < 1$kW, unghiul de deplasare rămînînd fix și corespunde compensării, pentru jumătate din sarcina nominală (fig. 5.12).

c) Polii auxiliari realizează cîmpul magnetic exterior, în zona de comutație, necesar pentru a induce t.e.m. e_k în secția care comută de sens contrar cu $e_r + e_a$. Polii auxiliari se așază între polii principali, pe axele neutre geometrice iar periile rămîn în axa neutră geometrică (fig. 5.13). Înfășurarea acestor poli se conectează în serie cu înfășurarea indusului, astfel se poate realiza compensarea la orice valoare a curentului I_A. Circuitul magnetic corespunzător trebuie să fie nesaturat. Polaritatea se alege astfel încît să fie inversă în raport cu cîmpul magnetic de reacție transversală din zona interpolară. Utilizarea polilor auxiliari constituie un mijloc eficace de îmbunătățire a comutației. Mașinile de curent continuu cu $P_n > 2$ kW sînt prevăzute, de obicei, cu poli de comutație.

d) Înfășurarea de compensare se utilizează cînd polii auxiliari nu asigură o comutație satisfăcătoare. Polii auxiliari compensează cîmpul magnetic de reacție transversală numai în zona de comutație, în rest cîmpul magnetic de reacție deformează sensibil curba cîmpului magnetic inductor din întrefier, ceea ce conduce la o valoare mare pentru tensiunea U_{max} dintre două lamele vecine. Pentru a anula peste tot cîmpul magnetic de reacție se folosește înfășurarea de compensație, așezată în crestături efectuate în piesele polare principale și conectată în serie cu înfășurarea indusului astfel încît solenațiile indusului și înfășurării de compensare să fie opuse (fig. 5.14). Înfășurarea de compensare complică construcția mașinii și îi mărește costul, însă funcționarea mașinii devine foarte sigură. Se utilizează în special la mașinile de putere mare și condiții dificile de funcționare. La mașinile la care nu se utilizează înfășurarea de compensare, diminuarea cîmpului de reacție transversală se realizează mărind reluctanța magnetică corespunzătoare prin adoptarea unor anumite forme constructive ale polilor principali (fig. 5.15).

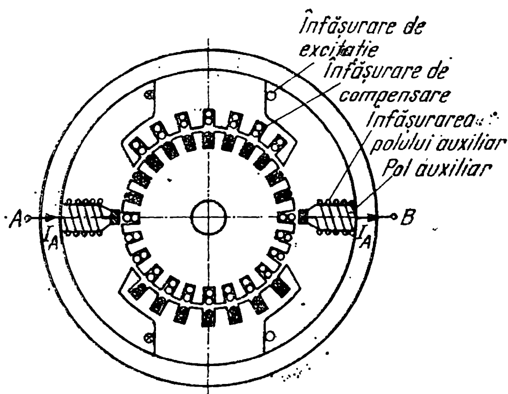


Fig. 5.13. Maşină de curent continuu cu poli auxiliari şi înfăşurare de compensare.

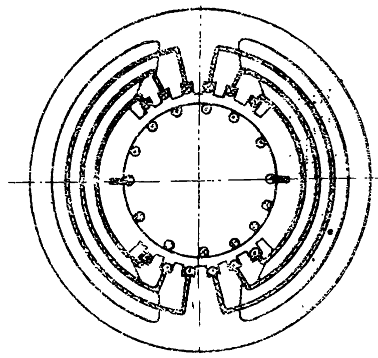


Fig. 5.14. Modul de conectare al înfăşurării de compensare.

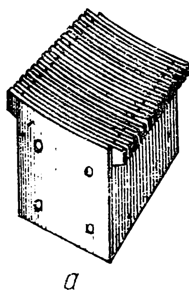
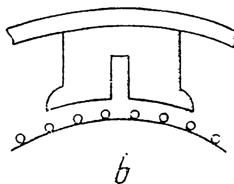
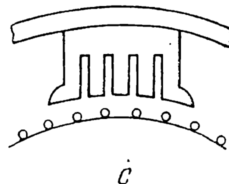




Fig. 5.15. Metode de reducere a cîmpului magnetic de reacţie transversală:

a — pol de excitaţie cu coarnele tălpilor polare saturate (tole terminate drept alternează cu tole prevăzute cu proeminenţe corespunzătoare tălpii polare); *b* şi *c* — poli de excitaţie cu adîncituri.

e) Înfăşurările în trepte pot îmbunătăţi comutaţia, deoarece bobinele cu pas scurtat nu mai pot avea laturile plasate în crestături în care ambele straturi se găsesc în comutaţie, ceea ce face ca t.e.m. autoindusă să fie mai mică. Pentru micşorarea inductivităţii $L_s + m_s$ se pot utiliza amortizoare de crestături realizate sub formă de plăci introduse în crestături (fig. 5.16); în acest caz e_r se reduce la jumătate, însă pierderile suplimentare cresc şi e_r nu mai este proporţională cu turaţia fapt care determină o utilizare restrînsă a acestor amortizoare.

Verificarea experimentală a comutaţiei. Una din cele mai eficace metode de verificare a comutaţiei unei maşini de curent continuu, în urma căreia comutaţia se poate pune la punct, este metoda zonei fără scîntei (fig. 5.17). Pentru fiecare valoare a curentului I al maşinii de verificat M, se determină valoarea curentului I_s al maşinii auxiliare G pentru care apar scîntei. Curentul I_s este pozitiv dacă prin înfăşurarea C are acelaşi sens ca şi I şi negativ cînd are sens contrar. Fiecărei valori a lui I îi corespund două valori ale lui I_s. Se trasează curbele $I_s/I_n = f(I/I_n)$ care pot avea una din formele din figura 5.18. Curbele au două ramuri, care pleacă din punctele A şi B de pe axa ordonatelor; se apropie una de alta pînă se întîlnesc într-un

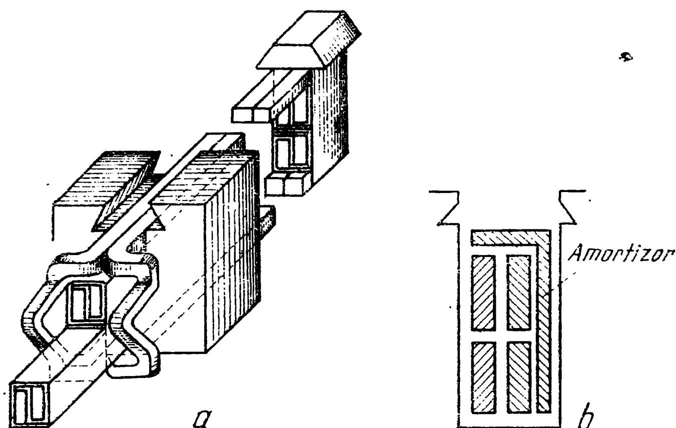


Fig. 5.16. Amortizoare de crestături:
a — sub formă de spiră în scurtcircuit (întîlnită la construcții mai vechi); b — sub formă de plăci masive.

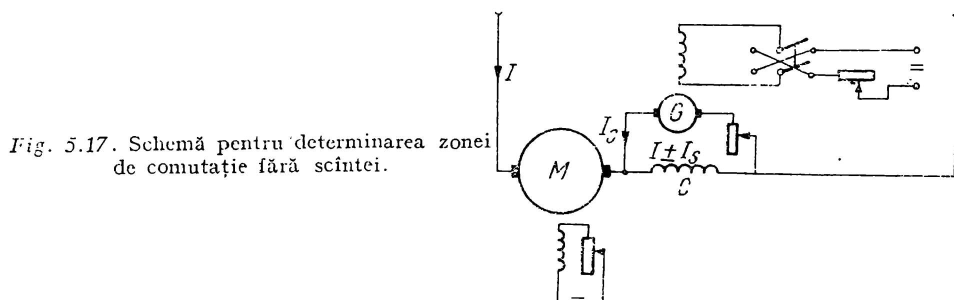


Fig. 5.17. Schemă pentru determinarea zonei de comutație fără scîntei.

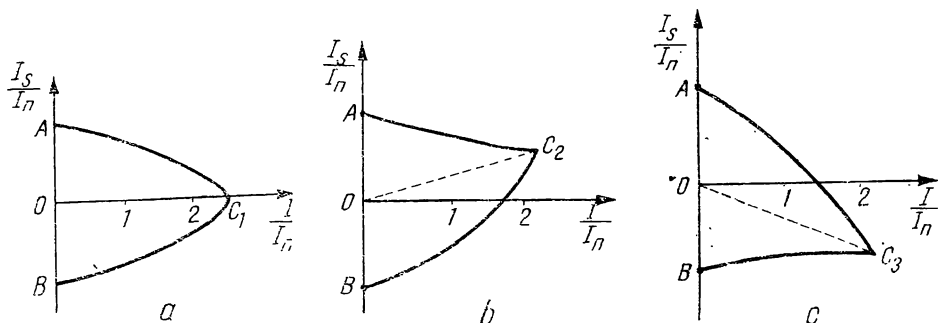


Fig. 5.18. Curbele zonei fără scîntei:
a — poli auxiliari dimensionați corespunzător (comutație bună); b — poli auxiliari subdimensionați; c — poli auxiliari supradimensionați.

punct. Acesta poate fi C_1 (pe axa absciselor), C_2 sau C_3. Curbele cu punctul C_1 corespund unei comutații puse la punct; în cazul curbelor cu punctul C_2 trebuie să se mărească inducția sub polul de comutație. Acest lucru se realizează prin reducerea întrefierului polului de comutație, adăugînd plăcuțe feromagnetice între corpul polului și jugul statoric. O curbă cu punctul C_3 indică un întrefier prea mic și se procedează la mărirea întrefierului.

5.5. REGIMUL DE GENERATOR AL MAŞINII DE CURENT CONTINUU

Maşina de curent continuu poate funcţiona în regim de generator, motor sau frînă. În regimul de generator, maşina transformă puterea primită pe la arbore de la un motor (care antrenează generatorul) în putere electrică. Pentru antrenarea generatorului de curent continuu motorul primar dezvoltă un cuplu activ M_1 cu acelaşi sens ca şi viteza de rotaţie n. Dacă înfăşurarea de excitaţie este alimentată cu un curent I_e de la o sursă de curent continuu atunci între bornele A, B (fig. 5.19) va apărea o tensiune $U_{A0}=E_0$. Dacă între bornele A, B conectăm o rezistenţă oarecare, atunci în circuitul astfel format se va stabili un curent I_A, care va parcurge înfăşurarea rotorului în acelaşi sens ca şi t.e.m. E_0. Cîmpul magnetic de reacţie dat de curentul I_A se va suprapune peste cel de excitaţie, dînd un cîmp magnetic rezultant în întrefier, al cărui flux magnetic pe pol Φ diferă cu cîteva procente de valoarea Φ_0 corespunzătoare lui $I_A = 0$; $\Phi < \Phi_0$ şi deci $E < E_0$.

După modul de alimentare a înfăşurării de excitaţie, generatoarele de curent continuu pot fi cu excitaţie separată sau cu autoexcitaţie. Generatoarele cu autoexcitaţie pot fi cu excitaţie în derivaţie, în serie sau mixtă. Schemele au fost indicate în figura 5.1. Puterea electrică P_e necesară pentru a excita un generator este: $P_e=(0{,}01...0{,}03)P_n$. Diferitele scheme de excitaţie ale generatorului de curent continuu determină caracteristici funcţionale diferite. Fenomenele electromagnetice de bază sînt însă aceleaşi şi în regim staţionar sînt descrise de relaţiile:

$$E = \frac{p}{a}\Phi N n = k_e n \Phi; \quad M = -k_m I_A \Phi; \quad R_A I_A + \Delta U_p + U_A = E \qquad (5.10)$$

ultima relaţie — ecuaţia de tensiuni — se deduce aplicînd teorema lui Kirchhoff pe un contur Γ (plecînd de la borna B) care se închide prin înfăşurarea indusului, a polilor auxiliari şi înfăşurarea de compensaţie, apoi de la borna A prin aer, pe o linie a tensiunii la borne, pînă la borna B (fig. 5.19) adoptînd convenţia de sensuri de la generatoare; R_A este rezistenţa totală a înfăşurării rotorului, a înfăşurării polilor auxiliari şi a înfăşurării de compensare, ΔU_p este căderea de tensiune pe perechea de perii (corespunzătoare contactului dintre perii şi colector). Dacă $E \approx E_0$ ($\Phi \approx \Phi_0$) şi se neglijează ΔU_p sau se include în căderea ohmică de tensiune $R_A I_A$, atunci ecuaţia de tensiuni se simplifică: $E_0 = R_A I_A + U$.

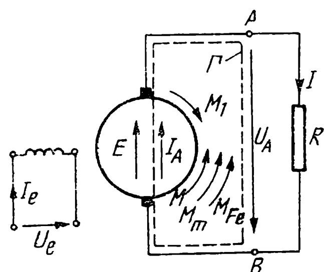


Fig. 5.19. Schema generatorului de curent continuu.

La relaţiile 5.10 se mai adaugă ecuaţia mişcării rotorului, avîndu-se în vedere sensurile cuplurilor indicate în figura 5.19.

$$M_1 - M_m - M_{Fe} + M = J\frac{d\Omega}{dt} \qquad (5.11)$$

unde M_m este cuplul corespunzător pierderilor mecanice (frecarea rotorului cu aerul, frecările în lagărele maşinii, pierderile mecanice ale ventilatorului), iar M_{Fe} este cuplul corespunzător pierderilor în fierul rotorului; aceste cupluri se opun mişcării, în regim de generator

cuplul electromagnetic se opune de asemenea mișcării. Cu relațiile de mai sus și cu caracteristica de magnetizare $\Phi_0 = \Phi_0(I_e)$ se pot determina toate caracteristicile funcționale ale diferitelor tipuri de generatoare de curent continuu. Se va examina mai întîi bilanțul de puteri. Dacă $\Omega = \text{const}$ atunci $M_1 = M_m + M_{Fe} - M$; înmulțind ultima relație cu Ω se obține ecuația între puteri:

$$P_1 = M_1\Omega = M_m\Omega + M_{Fe}\Omega - M\Omega = P_m + P_{Fe} + P, \qquad (5.12)$$

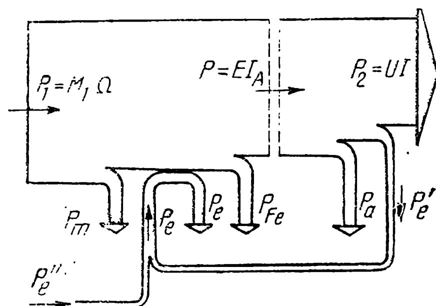


Fig. 5.20. Diagrama energetică a generatorului.

adică puterea primită de generator P_1 acoperă pierderile mecanice P_m și pierderile în fier P_{Fe}, iar cea mai însemnată parte devine putere electromagnetică $P = -M\Omega = \frac{p}{2\pi a} N\Phi \cdot 2\pi I_A n = EI_A$. Utilizînd ecuația de tensiuni se obține:

$$P = EI_A = U_A I_A + \Delta U_p I_A + R_A I_A^2 = U_A I + U_A I_e' + \Delta U_p I_A + R_A I_A^2 = P_2 + P_e' + P_J$$

unde $P_e' = U_A I_e'$ este eventuala putere de excitație derivație luată de la bornele mașinii; $P_J = \Delta U_p I_A + R_A I_A^2$ sînt pierderile Joule la perii și în rezistența R_A; $P_2 = U_A I$ este puterea utilă debitată de generator, I este curentul din rezistența de sarcină ($I_A = I + I_e'$). În figura 5.20 s-a reprezentat diagrama energetică (bilanțul de puteri) a generatorului de curent continuu de un tip oarecare. În diagrama energetică există o ramură paralelă care acoperă pierderile P_e din circuitul de excitație, prin suma puterilor luate de la bornele generatorului P_e' (pentru excitație derivație) și de la surse separate P_e'' (pentru excitație separată). Randamentul generatorului este deci:

$$\eta = P_2/P_1 = P_2/(P_2 + P_m + P_e + P_{Fe} + P_J). \qquad (5.13)$$

5.5.1. CARACTERISTICILE GENERATOARELOR DE CURENT CONTINUU

Proprietățile funcționale ale generatorului de curent continuu se pot urmări prin intermediul curbelor caracteristice, care descriu dependența dintre tensiunea la borne U_A, curentul de excitație I_e și curentul I din circuitul exterior. La generatoare turația este totdeauna practic constantă.

Caracteristicile generatoarelor de curent continuu sînt influențate puternic de felul excitației, de aceea se vor examina separat.

A. Generatorul cu excitație separată

Generatorul de curent continuu cu excitație separată ($I_A = I$) se consideră ca un regim de referință pentru studiul proprietăților mașinii de curent continuu.

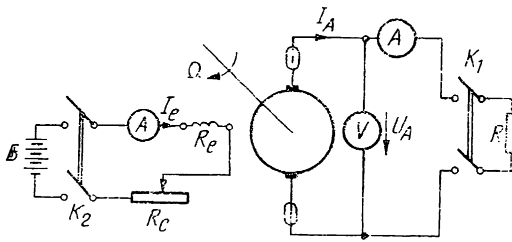


Fig. 5.21. Schema electrică pentru ridicarea caracteristicilor generatorului de curent continuu cu excitație separată.

În figura 5.21 se prezintă schema electrică pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor generatorului.

a) *Caracteristica de mers în gol* reproduce la o anumită scară caracteristica magnetică a mașinii de curent continuu și se definește prin relația $U_{A0} = f(I_e)$ pentru $I = 0$ (K_1 deschis); $\Omega =$ $=$const., ($E_0 = +U_{A0} = k_e n\Phi_0 =$ $= C\Phi_0$); curentul de excitație I_e se variază monoton, fără întoarceri, între limitele extreme I_{em} și 0. În figura 5.22 s-a prezentat forma tipică a caracteristicii în gol, cele două ramuri (ascendentă și descendentă) se datoresc fenomenului de histerezis, iar la $I_e = 0$ prezintă o t.e.m. remanentă $E_r = U_n \cdot (0{,}02...0{,}08)$. Prima parte a caracteristicii este aproximativ liniară, apoi — datorită saturației — t.e.m. E_0 crește relativ puțin la o creștere însemnată a curentului I_e. Caracteristica se ridică pînă la valori ale lui E_0 ce depășesc (1,2...1,5) U_n, verificîndu-se totodată la mașinile noi rigiditatea izolației între spirele indusului, (STAS 1893-78).

Curba medie pe ordonată se consideră caracteristica în gol de calcul utilizată de obicei în studiul funcționării mașinii. Punctul N_1 corespunzător tensiunii nominale este plasat deobicei în cotul curbei.

b) *Caracteristica de scurtcircuit* reprezintă dependența $I_k = f(I_e)$ la $U_A = 0$ și $n =$ const $= n_n$. Pentru valori ale lui I_k pînă la 2,5 I_n caracteristica este o dreaptă, ce depinde însă de E_r. Această caracteristică se consideră pentru $E_r = 0$. Cu ajutorul caracteristicii de scurtcircuit și a caracteristicii de mers în gol se construiește triunghiul de scurtcircuit (fig. 5.23). Curentului de excitație $I_{ek} = OC$ îi corespunde curentul $I_k = CD$. Dacă cîmpul de reacție longitudinal este demagnetizant, atunci mașina este magnetizată

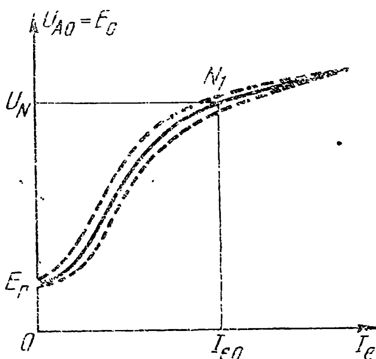


Fig. 5.22. Caracteristica de mers în gol.

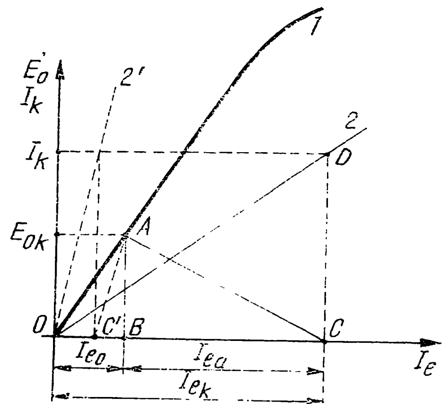


Fig. 5.23. Caracteristica de scurtcircuit și triunghiul de scurtcircuit:

1 — caracteristica de mers în gol $E_0 = f(I_e)$; 2 — caracteristica de scurtcircuit $I_k = f(I_e)$; 2' — caracteristica de scurtcircuit pentru reacția indusului magnetizantă.

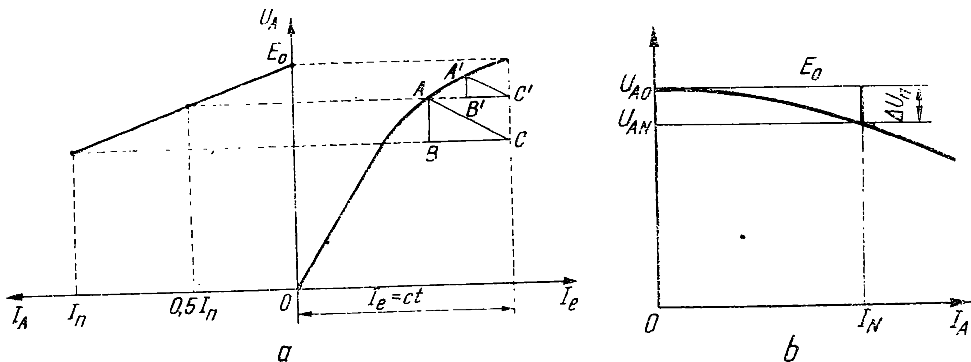


Fig. 5. 24. Predeterminarea caracteristicii externe (*a*) şi caracteristica externă $U_A = f(I_A)$ (*b*).

numai de curentul $I_{e0} = I_{ek} - I_{ea} = OB$ căruia îi corespunde t.e.m. $E_{0k} = AB = R_A I_K$, $(U_A = 0)$, deci segmentul AB reprezintă căderea de tensiune pe rezistenţa R_A a maşinii. Triunghiul ABC are toate laturile proporţionale cu I_k şi se numeşte *triunghi de scurtcircuit*. Dacă zona tălpilor polare este saturată, atunci apare şi influenţa reacţiei transversale. Dacă periile sînt plasate în axele q şi maşina are înfăşurare de compensare, atunci $BC = 0$ şi triunghiul ABC se reduce la AB. Dacă reacţia longitudinală a indusului este magnetizantă, triunghiul de scurtcircuit devine ABC', în acest caz încercarea de scurtcircuit devine periculoasă deoarece I_k are tendinţa de a creşte (curba *2'*).

c) *Caracteristica externă* (fig. 5.24, *b*) reprezintă dependenţa $U_A = f(I)$ la $I_e =$ const. şi $n =$ const. $= n_n$. Caracteristica se ridică experimental cu K_1 închis (fig. 5.21) modificînd rezistenţa de sarcină R în limitele necesare. Tensiunea la borne scade odată cu creşterea curentului datorită căderii de tensiune $R_A I_A$, a căderii de tensiune la perii ΔU_p şi a micşorării fluxului magnetic Φ_0 datorită reacţiei indusului (cînd maşina funcţionează saturat şi nu are înfăşurare de compensaţie). Variaţia relativă a tensiunii de la gol la sarcină nominală $\Delta U_{An}/U_{An} = (U_{A0} - U_{An})/U_{An}$ este de 5...15% la generatoarele obişnuite de putere medie fără înfăşurare de compensare. Caracteristica externă se obţine din caracteristica de mers în gol şi triunghiul de scurtcircuit construit pentru diferite valori ale curentului I; vîrful A se plasează pe caracteristica de mers în gol, iar vîrful C rămîne mereu pe dreapta $I_e =$ const. (fig. 5.24, *a*).

d) *Caracteristica de reglaj* $I_e = f(I)$ la $U =$ const. $= U_n$ şi $n =$ const $= n_n$ arată cum trebuie modificat curentul de excitaţie I_e în funcţie de curentul de sarcină, pentru a menţine la borne tensiunea constantă; are o alură crescătoare (fig. 5.25). Creşterea curentului de excitaţie de la gol la sarcină nominală este de 10...20%. Se poate construi cu

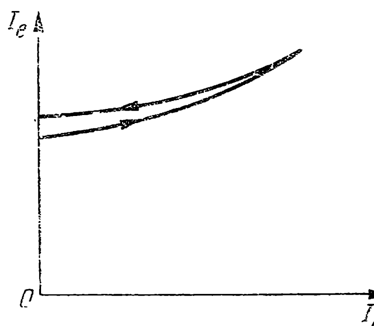


Fig. 5.25. Caracteristica de reglaj $I_e = f(I_A)$.

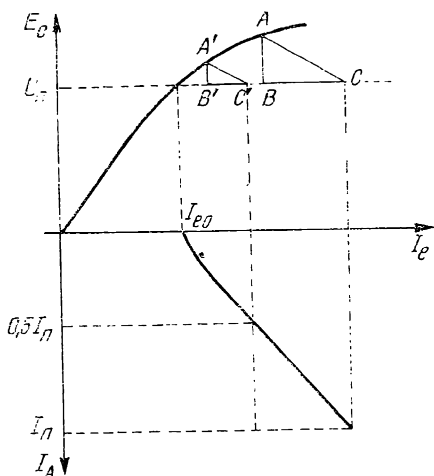


Fig. 5.26. Predeterminarea caracteristicii de reglaj.

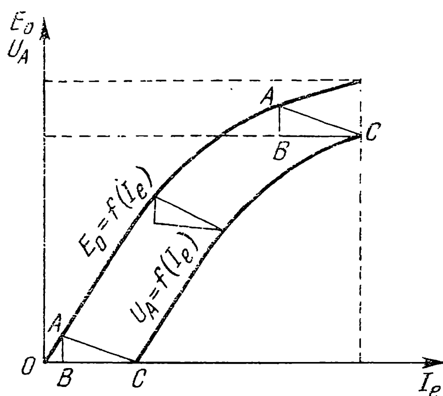


Fig. 5.27. Predeterminarea caracteristicii de sarcină.

ajutorul caracteristicii în gol și triunghiul de scurtcircuit care are latura BC pe dreapta U_n = const. (fig. 5.26).

e) *Caracteristica de sarcină* se definește prin relația $U_A = f(I_e)$ la $n =$ = const $= n_n$ și I_A = const și se predetermină din caracteristica $E_0 =$ $= f(I_e)$ și triunghiul de scurtcircuit construit pentru I_A = const. (fig. 5.27).

B. Generatorul cu excitație derivație

Este cel mai răspîndit tip de generator. Înfășurarea de excitație este alimentată de la bornele înfășurării rotorului cu care este conectată în derivație. Curentul de excitație $I_e \approx (0{,}01...0{,}05)\ I_n$ și poate fi modificat cu rezistența R_c (fig. 5.28), valorile mai mari ale lui I_e se referă la puteri mici.

Presupunem că rotorul este rotit de către motorul primar cu o viteză de rotație constantă; dacă există un cîmp magnetic remanent al polilor de excitație, atunci în înfășurarea rotorului se induce o t.e.m. E_r. Închizînd întreruptorul K', pe una din poziții, prin înfășurarea de excitație va circula un curent mic (E_r este mică). Acest curent de excitație I_e produce un cîmp magnetic suplimentar care se suprapune peste cîmpul remanent fie cu același sens, fie cu sens contrar funcție de sensul curentului I_e respectiv de poziția întreruptorului K'. Dacă cîmpul magnetic suplimentar întărește cîmpul magnetic remanent, atunci fluxul magnetic pe pol crește și t.e.m. e_0 indusă în înfășurarea rotorului crește fapt care conduce la o nouă creștere a curentului I_e și deci are loc o creștere și mai însemnată a t.e.m. e_0, procesul con-

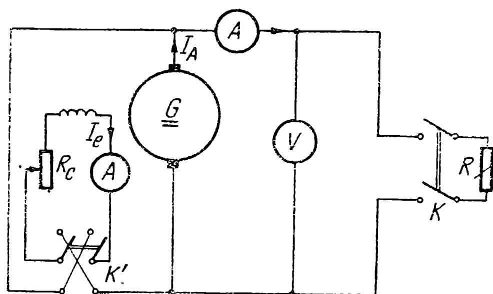


Fig. 5.28. Schemă pentru încercarea generatorului cu excitație derivație.

tinuă pînă se atinge regimul staționar. Acest proces se numește *autoexcitarea generatorului derivație*.

Pentru descrierea procesului tranzitoriu de autoexcitație se scrie ecuația circuitului format din înfășurarea rotorului și înfășurarea de excitație:

$$e_0 = (R_e + R_c + R_A) i_e + \frac{d}{dt}[(L_e + L_A) i_e] \quad (5.14)$$

unde L_e este inductivitatea proprie a înfășurării de excitație, iar L_A — inductivitatea proprie a înfășurării indusului. Cu i_e s-a notat valoarea instantanee a curentului de excitație.

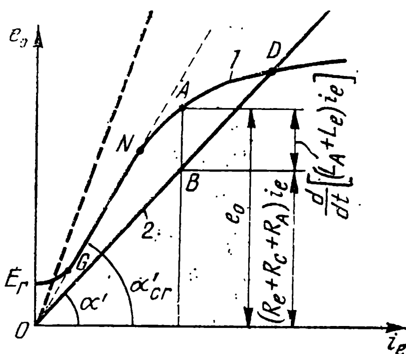


Fig. 5.29. Autoexcitarea generatorului cu excitație în derivație.

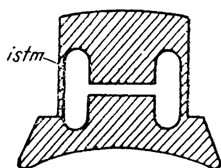
T.e.m. e_0 și curentul i_e verifică atît ecuația (5.14) cît și ecuația $e_0 = f(i_e)$, dată prin caracteristica de mers în gol — curba *1* în figura 5.29. Dacă R_e = const. (R_A și R_e fiind mărimi date pentru o mașină) atunci căderea de tensiune $(R_e + R_c + R_A) i_e$ se reprezintă grafic printr-o dreaptă (dreapta *2* din figura 5.29), numită *dreapta excitației*. Pentru fiecare valoare R_c corespunde o dreaptă care trece prin origine, dar de pantă diferită. Procesul de autoexcitație se termină cînd i_e și e_0 nu mai variază în timp atingînd valorile corespunzătoare punctului $D(I_e, E_0)$. Dacă rezistența R_c variabilă are o astfel de valoare încît dreapta *2* are o pantă mai mică decît panta corespunzătoare porțiunii lineare a caracteristicii de mers în gol ($\alpha' < \alpha'_{cr}$), atunci are loc procesul de autoexcitare. Există deci o valoare critică R_{cr} a rezistenței reostatului de cîmp R_c astfel încît dacă $R_c < R_{cr}$, procesul de autoexcitație are loc, iar dacă $R_c > R_{cr}$ acest proces nu mai are loc. Segmentul AB dă măsura intensității procesului de antoexcitare, în punctul D avem $\frac{di_e}{dt} = 0$, respectiv $AB = 0$. Valoarea R_{cr} depinde de viteza de rotație n a generatorului, deoarece: $E_0 = k_e n \Phi_0 \approx k'_e n I_e$ pentru porțiunea lineară a caracteristicii de mers în gol. Zona de funcționare instabilă — GN poate fi redusă prin practicarea unor interstiții în miezurile polilor principali (fig. 5.30).

a) *Caracteristica de mers în gol* a acestui generator are aceeași alură cu cea a generatorului cu excitație separată și se ridică de regulă într-o schemă cu sursă de excitație separată.

b) *Caracteristica externă* (fig. 5.31) se definește prin funcția $U_A = f(I)$ pentru n = const. = n_n și R_c = const., deoarece I_e depinde de U_A; alura este mai căzătoare decît la generatorul cu excitație separată pentru că în plus curentul I_e scade odată cu tensiunea la borne. Această caracteristică poate fi predeterminată ținînd seama de relațiile:

$$E_0 = U_A + R_A I_A + \Delta U_p; \quad I_e = U_A/(R_e + R_c); \quad I_A = I + I_e; \quad E_0 = f(I_e);$$
$$U_A = RI. \quad (5.15$$

Căderea de tensiune nominală ΔU_n este pînă la de două ori mai mare decît a generatorului cu excitație separată. Pentru comparație în figura 5.31 s-a reprezentat și caracteristica externă a generatorului cu excitație separată. La mic-



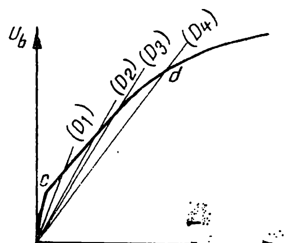


Fig. 5.30. Polul cu istmuri saturabile și caracteristica în gol a mașinii în acest caz; dreptele circuitului de excitație $D_1, \ldots, D_4$ au panta determinată de rezistența totală a circuitului de excitație.

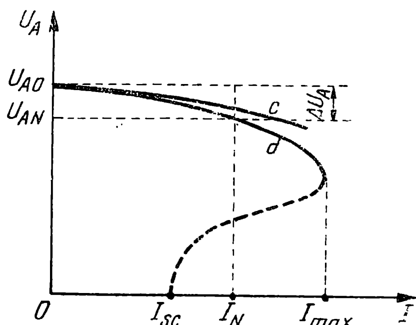


Fig. 5.31. Caracteristica externă a generatorului cu excitație derivație (d) și a generatorului cu excitație separată (c).

șorarea rezistenței R curentul crește pînă la valoarea I_{max} de (2...2,5) I_n, după care scade la $I_{sc}=E_r/R_A$ la $R=0$. Curentul I_{max} corespunde unei rezistențe de sarcină R care face ca panta dreptei de excitație să coincidă cu panta critică. Micșorînd în continuare pe R generatorul se dezexcită și funcționarea nu mai este stabilă (porțiunea punctată din fig. 5.31). Într-adevăr din ecuațiile 5.15 rezultă

$$E_0 = [R_A + R_e + R_c + R_A(R_e + R_c)/R]\, I_e.$$

c) *Caracteristica de reglaj* $I_e=f(I)$ pentru $U_A=\text{const.}=U_{An}$ și $n=\text{const.}$ nu se deosebește calitativ de cea a generatorului cu excitație separată, dar creșterea curentului I_e pentru a menține pe U_A constant este mai mare, la aceeași sarcină.

C. *Generatorul cu excitație serie*

În figura 5.32 este reprezentată schema generatorului serie de curent continuu la care înfășurarea de excitație este conectată în serie cu cea a indusului. Caracteristica în gol și caracteristicile în sarcină se determină alimentînd înfășurarea de excitație de la o sursă separată. Procesul de autoexcitație are loc în aceleași condiții ca și la generatorul derivație.

Caracteristica externă — singura caracteristică proprie — se definește prin relația $U=f(I)$ la $n=\text{const.}=n_n$ (fig. 5.33), fiind crescătoare la curenți

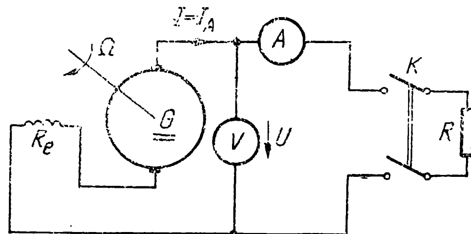


Fig. 5.32. Schema electrică a generatorului cu excitație serie.

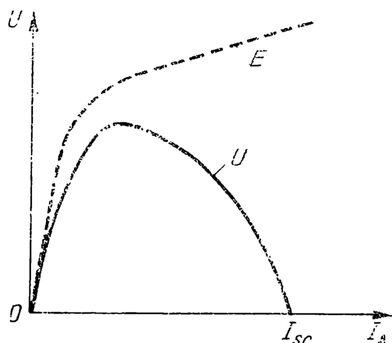


Fig. 5.33. Caracteristica externă a generatorului serie.

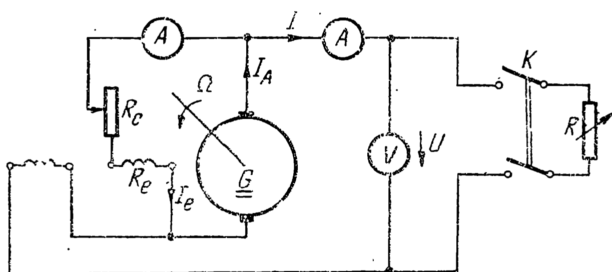


Fig. 5.34. Schema electrică pentru generatorul cu excitație mixtă.

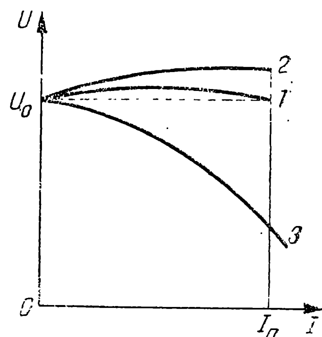


Fig. 5.35. Caracteristicile externe ale generatorului cu excitație mixtă.

mici și odată cu creșterea curentului I, după atingerea unui maxim, devine descrescătoare datorită saturației circuitului magnetic și efectului pronunțat al reacției indusului. La scurtcircuit se stabilește un curent mare periculos pentru mașină. Punctul de funcționare este determinat de intersecția caracteristicii $U=f(I)$ cu dreapta circuitului de sarcină $U=RI$.

Generatorul serie funcționează numai incidental, acest regim intervine la frînarea motoarelor serie în tracțiunea electrică.

D. Generatorul cu excitație mixtă

Schema electrică este prezentată în figura 5.34; generatorul are două înfășurări de excitație, una derivație și alta serie.

Dacă fluxurile magnetice ale celor două înfășurări au același sens, atunci generatorul are excitație mixtă adițională, în caz contrar are excitație mixtă diferențială. De regulă înfășurarea derivație constituie înfășurarea de excitație de bază, iar înfășurarea serie se utilizează pentru a compensa căderea de tensiune de la gol la sarcină.

Caracteristica externă (fig. 5.35) poate fi modificată funcție de ponderea și sensul înfășurării de excitație serie. Înfășurarea serie adițională permite eventual chiar menținerea practic constantă a tensiunii la borne, indiferent de sarcină (curba *1*, compundare normală); se poate obține și o caracteristică externă crescătoare (curba *2* supracompundare), care permite menținerea constantă a tensiunii la capătul unei linii de transport. Înfășurarea serie diferențială (anticompundare) permite obținerea unei caracteristici externe rapid căzătoare (curba *3*), cum este necesar la alimentarea arcului electric (sudură), sau la acționările electrice ale excavatoarelor.

5.5.2. FUNCȚIONAREA ÎN PARALEL A GENERATOARELOR DE CURENT CONTINUU

În rețelele electrice de curent continuu, este necesar să se conecteze în paralel două sau mai multe generatoare pentru a asigura puterea electrică cerută de receptor.

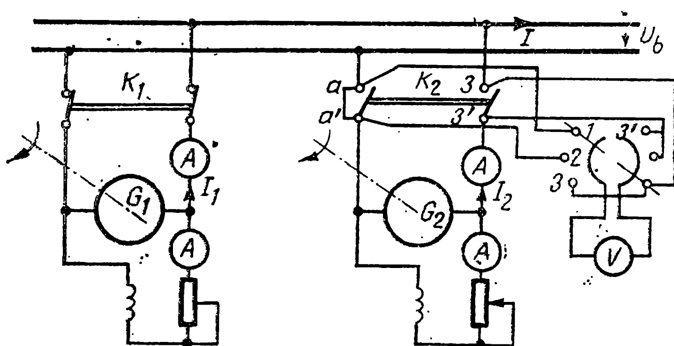


Fig. 5.36. Schema de montaj la conectarea în paralel a generatoarelor derivație.

Conectarea în paralel a generatoarelor derivație se realizează după schema din figura 5.36. De exemplu generatorul G_1 este conectat la rețea și funcționează la tensiunea nominală. Pentru a conecta în paralel generatorul G_2, acesta este antrenat la turația nominală și excitat la tensiunea nominală; înainte de conectarea la rețea se verifică egalitatea tensiunilor la borne și polaritatea bornelor. În acest scop, se măsoară succesiv tensiunile la bornele generatoarelor iar pentru măsurarea diferenței tensiunilor (bornele *3* și *3'*) se efectuează legătura suplimentară *aa'*. Conectarea se face în momentul în care $U_{3-3'}=0$. Dacă se notează cu R_{A1}, R_{A2} rezistențele echivalente ale circuitelor din indus și cu R rezistența de sarcină, neglijînd curenții de excitație, se pot scrie ecuațiile:

$$U_b = E_1 - R_{A1} I_1; \quad U_b = E_2 - R_{A2} I_2; \quad U_b = RI; \quad I_1 + I_2 = I \qquad (5.16)$$

de unde rezultă:

$$I_1 = \frac{E_1(R + R_{A2}) - E_2 R}{R(R_{A1} + R_{A2}) + R_{A1} R_{A2}}; \quad I_2 = \frac{E_2(R + R_{A1}) - E_1 R}{R(R_{A1} + R_{A2}) + R_{A1} R_{A2}};$$

$$U_b = \frac{R(E_1 R_{A2} + E_2 R_{A1})}{R(R_{A1} + R_{A2}) + R_{A1} R_{A2}} \qquad (5.17)$$

Din aceste relații rezultă: creșterea curentului de sarcină al unui generator se realizează prin creșterea t.e.m. induse în generatorul respectiv, sau prin reducerea t.e.m. induse în celelalte generatoare (cînd sînt *n* generatoare cuplate în paralel); tensiunea la borne poate fi menținută constantă, dacă odată cu creșterea t.e.m. a unui generator se reduce proporțional t.e.m. a celorlalte generatoare; dacă t.e.m. a unei mașini este micșorată după conectarea în paralel, în raport cu t.e.m. la funcționarea în gol, curentul prin mașină schimbă de sens și mașina trece în regim de motor. Încărcarea în sarcină a mașinilor poate fi examinată pe cale grafică pe baza caracteristicilor externe (fig. 5.37). La conectarea în paralel a generatoarelor compund mai este necesar să se efectueze o legătură suplimentară între bornele înfășurării de excitație serie (conectată adițional) pentru ca, după conectarea în paralel a mașinilor, tensiunea la bornele acestor înfășurări să fie aceeași (fig. 5.38). Această legătură echipotențială asigură o funcționare stabilă a generatoarelor, prin faptul că odată cu creșterea curentului de sarcină al unui generator se obține o creștere proporțională a solenației de excitație serie a tuturor generatoarelor. În absență legăturii odată cu creșterea cu-

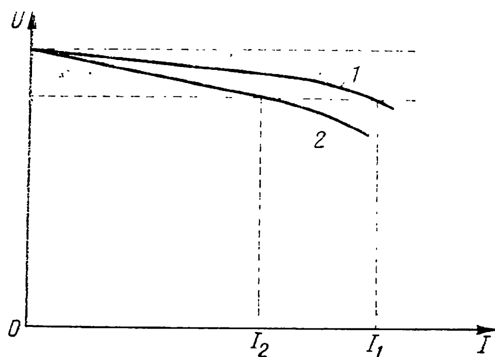


Fig. 5.37. Repartiția sarcinii pe două generatoare cu excitație în derivație care merg în paralel.

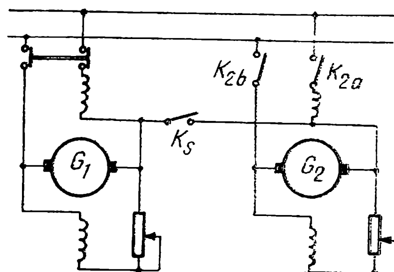


Fig. 5.38. Schema de montaj la conectarea în paralel a generatoarelor compund (după închiderea întrerupătorului K_s se închide întrerupătorul K_{2a}, după reglarea tensiunii generatorului G_2 și verificarea polarității se închide K_{2b}).

rentului de sarcină al unui generator s-ar produce o creștere a solenației de excitație serie numai la acest generator și fluxul magnetic inductor crește conducînd la creșterea t.e.m. induse și respectiv a curentului de sarcină, ajungîndu-se în final la o mașină supraîncărcată, iar cealaltă s-ar descărca complet putînd trece și în regim de motor.

5.6. REGIMUL DE MOTOR AL MAȘINII DE CURENT CONTINUU

Mașina de curent continuu poate funcționa și în regim de motor electric. Motorul electric transformă puterea electrică primită de la o rețea electrică în putere mecanică prin intermediul cîmpului electromagnetic. Fie o mașină de curent continuu cu excitație separată funcționînd ca generator, care debitează curentul I_A într-o rețea de curent continuu cu tensiunea $U_r = U_A$ atunci $E = U_A + R_A I_A + \Delta U_p$. Micșorînd treptat diferența între t.e.m. E și tensiunea U (micșorînd turația sau fluxul magnetic inductor, sau tensiunea U_r) curentul I_A va scădea treptat pînă la zero și apoi va schimba de semn dacă $E < U_A = U_r$ determinînd și schimbarea de semn a puterii electrice $U_r I_A$. Astfel mașina trece din regimul de generator în regim de motor și primește putere de la rețea. În regimul de motor, cuplul electromagnetic schimbă de semn și acționează asupra rotorului în sensul de rotație (cuplu activ). În regimul de motor sensurile de referință ale tensiunii la borne și ale curentului se asociază după regula de la receptoare (fig. 5.39). Ecuațiile motorului în regim staționar rămîn de aceeași formă ca și la generator cu precizarea că I_A schimbă de semn:

$$U_A = E + R_A I_A + \Delta U_p;\ E = k_e n \Phi;\ M = k_m I_A \Phi;\ \Phi_0 = f(I_e) \quad (5.18)$$

Căderea de tensiune ΔU_p schimbă de semn odată cu I_A.

După modul de conectare a înfășurării de excitație se disting: motoare cu excitație separată, motoare cu excitație derivație, motoare cu excitație serie și motoare cu excitație mixtă. Cînd alimentarea motorului se face de la o sursă de tensiune constantă nu există deosebire între motorul cu excita-

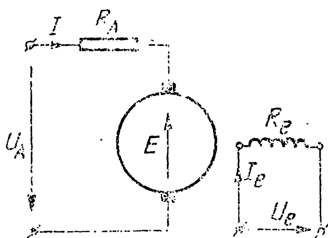


Fig. 5.39. Asocierea sensurilor de referință în regim de motor.

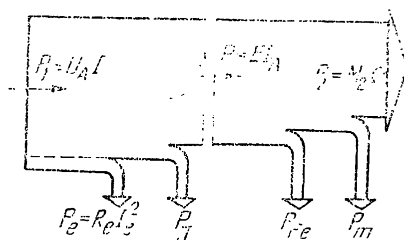


Fig. 5.40. Diagrama energetică a motorului.

ție separată și motorul cu excitație derivație. Ecuația cuplurilor la viteză de rotație constantă este: $M = M_2 + M_m + M_{Fe}$; M_2 este cuplul dezvoltat la ax pentru a învinge cuplul rezistent al instalației antrenate. Înmulțind ecuația cuplurilor cu Ω se obține ecuația puterilor

$$P = P_2 + P_m + P_{Fe} \tag{5.19}$$

$P_2 = M_2\Omega$ este puterea utilă la arbore. Puterea electromagnetică $P = M\Omega$ se poate pune sub forma:

$$P = M\Omega = E I_A = U_A I - R_A I_A^2 - \Delta U_p I_A - U_A I_e = P_1 - P_J - P_e \tag{5.20}$$

unde $P_1 = U_A I$ este puterea absorbită de motor de la rețea; $P_J = \Delta U_p I_A + R_A I_A^2$ sînt pierderile Joule în rezistența la perii și în rezistența R_A; $P_e = U_A I_e = R_e I_e^2$ este puterea transformată în căldură prin efect Joule în înfășurarea de excitație. Pe baza relațiilor de mai sus s-a construit diagrama energetică a motorului (fig. 5.40). Randamentul motorului este:

$$\eta = (P_1 - P_e - P_J - P_{Fe} - P_m)/P_1.$$

Polaritatea polilor auxiliari se stabilește după aceeași regulă ca la generator și rezultă că parcurgînd periferia rotorului în sensul de rotație, întîlnim întîi un pol auxiliar de polaritate opusă față de polul de excitație care urmează.

Motoarele de curent continuu prezintă o deosebită importanță în acționările cu reglaj de viteză, cunoscînd în prezent o largă dezvoltare, ca fabricație și utilizare (tracțiunea electrică, acționarea mașinilor unelte, metalurgie, instalații de transport și ridicat).

Performanțele unui motor sînt determinate de caracteristicile de pornire, de funcționare, de frînare și de modificare a vitezei de rotație.

Caracteristicile motorului de curent continuu depind de modul de conectare al înfășurării de excitație; este importantă caracteristica mecanică $n = f(M_2)$ care se aproximează cu $n = f(M)$. Caracteristicile se studiază la tensiune constantă: $U_A = \text{const.} = U_{An}$.

5.6.1. MOTORUL CU EXCITAȚIE DERIVAȚIE

a) *Caracteristicile de funcționare.* Montajul pentru pornirea și pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor motorului derivație este indicat în figura 5.41.

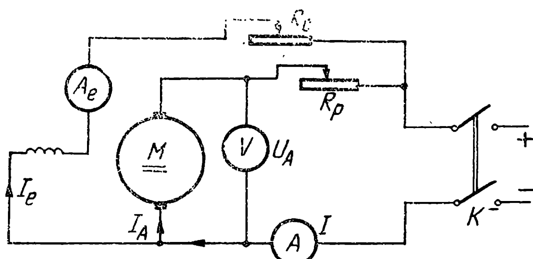


Fig. 5.41. Montaj pentru ridicarea experimentală a caracteristicilor motorului derivație.

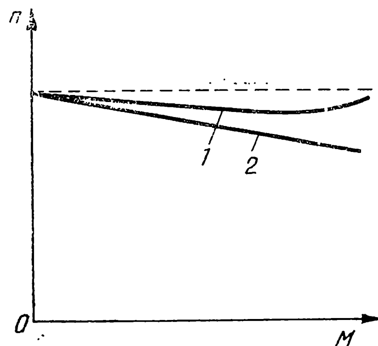


Fig. 5.42. Caracteristica mecanică a motorului derivație;
1 — motor necompensat; 2 — motor compensat.

Înfășurarea de excitație este conectată la bornele rețelei de alimentare și $I = I_A + I_e$.

Caracteristica mecanică la funcționarea în regim permanent se definește prin ecuația: $n=f(M_2)$ pentru I_e=const. și U_A=const.

Se utilizează cu o bună aproximație funcția $n=f(M)$; din relațiile (5.18) rezultă expresia analitică a caracteristicii mecanice:

$$n = (U_A - \Delta U_p)/k_e \Phi - R_A M/k_e k_m \Phi^2 \quad (5.21)$$

pentru $M=0$ se obține viteza de mers în gol $n_0=(U_A-\Delta U_p)/k_e\Phi$, iar pentru $n=0$ se obține cuplul de pornire $M_p=n_0 k_e k_m \Phi^2/R_A$ și relația (5.21) devine $n=n_0(1-M/M_p)$. Viteza de rotație scade foarte puțin (cîteva procente) de la mersul în gol la mersul în sarcină. Motorul derivație are o caracteristică mecanică dură (fig. 5.42). La motorul derivație necompensat fluxul magnetic Φ scade datorită reacției indusului, ca urmare turația poate să crească la valori mari ale cuplului M_2; motorul prezintă pericolul funcționării instabile pentru unele caracteristici ale mecanismelor acționate.

Caracteristica vitezei la mersul în sarcină se definește prin ecuația $n=$ $=f(I)$ pentru I_e=const. și U_A=const. Din relațiile (5.18) rezultă expresia analitică a caracteristicii: $n=(U_A-R_A I+R_A I_e-\Delta U_p)/k_e\Phi$ unde $I_e \ll I$, și are aceeași alură ca și caracteristica mecanică (fig. 5.43).

Caracteristica vitezei la mersul în gol (fig. 5.44): $n=f(I_e)$ pentru $U_A=$ const. și $M_2=0$. Cum $M_m + M_{Fe}$ sînt relativ mici, cuplul dezvoltat de motor este redus, deci și I_A este mic și se pot neglija căderile de tensiune $R_A I_A$ și ΔU_p, iar $n_0 \approx U_A/k_e\Phi$ adică turația variază invers proporțional cu fluxul magnetic Φ, sau invers proporțional cu I_e dacă circuitul magnetic este nesaturat. La valori mari ale lui I_e, circuitul magnetic se saturează și turația nu mai scade sensibil. Pentru valori mici ale lui I_e, turația poate atinge valori periculoase; la $I_e=0$ (circuitul de excitație întrerupt) rezultă $\Phi=\Phi_r$ și turația crește nepermis de mult. Caracteristica se ridică pînă la n_{max}, indicată de firma constructoare. Valoarea maximă a lui I_e este $I_{em}=$ U_A/R_e cînd $R_c = 0$.

b) *Pornirea motorului derivație* se poate efectua fie cu ajutorul unui reostat conectat în serie cu indusul, fie prin alimentarea motorului de la o sursă cu tensiune reglabilă.

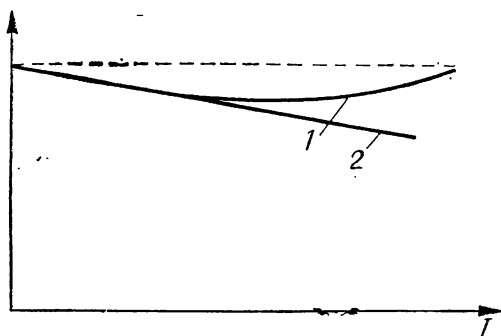


Fig. 5.43. Caracteristica vitezei la mersul în sarcină.

1 — motor necompensat; 2 — motor compensat.

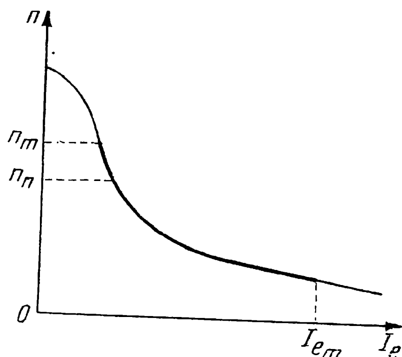


Fig. 5.44. Caracteristica vitezei la mersul în gol.

Curentul de pornire este mare în raport cu I_n deoarece în momentul pornirii $n=0$ și deci t.e.m. este nulă. Variația curentului I_A în raport cu timpul, în intervalul de pornire se determină din ecuațiile:

$$U_A = Ri_A + \Delta U_p + L_A \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + \frac{k_e\Phi}{2\pi} \cdot \Omega; \quad J\frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} = M - M_2 - M_m - M_{Fe}. \tag{5.22}$$

Constanta de timp L_A/R_A este redusă și curentul absorbit crește foarte repede pînă la o valoare maximă I_p, de la care începe să scadă pe măsură ce crește turația, tinzînd aperiodic sau oscilant amortizat spre valoarea finală $I_f=(M_2+M_m+M_{Fe})/k_m\Phi$. Turația n crește de la zero tinzînd spre turația de regim $n_f=(U-RI_f)/k_e\Phi$ (fig. 5.45). Valoarea maximă I_p a curentului depinde de momentul de inerție J. Dacă J este mare se realizează o pornire lentă și I_p se apropie de valoarea $(U-\Delta U_p)/R_A$. Curentul ajunge la valoarea I_p în aproximativ 0,02 s. La motoarele derivație, trebuie să se conecteze mai întîi circuitul de excitație și după ce s-a stabilit fluxul magnetic de re-

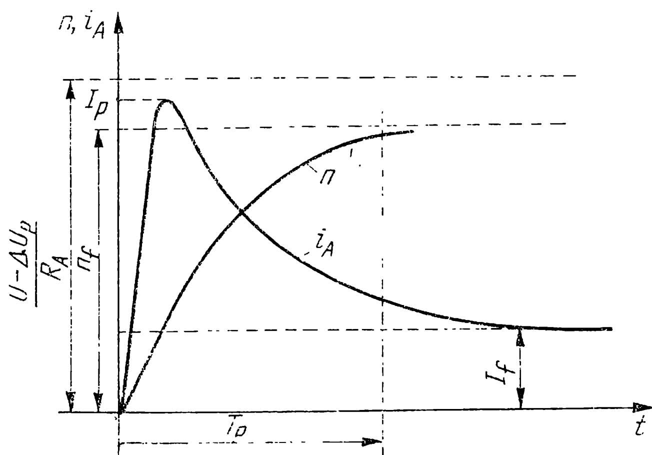


Fig. 5.45. Variația turației și a curentului indusului în raport cu timpul, la pornire.

gim se conectează circuitul indusului. Astfel, pornirea are loc într-un interval de timp mai mare din cauza constantei de timp a înfăşurării de excitaţie. Şocul de curent la pornire este periculos atît pentru motor din cauza comutaţiei grele cît şi pentru reţea mai ales dacă aceasta este de putere mică. Odată cu şocul de curent are loc şi un şoc de cuplu deoarece $M=k_m\Phi i_A$. Pentru a limita curentul de pornire se folosesc reostate de pornire conectate în serie cu indusul, a căror rezistenţă poate fi variată în trepte sau continuu, în aşa fel încît $I_p \approx (1,2...1,6) I_n$. Această metodă de pornire este cea mai răspîndită, fiind utilizată la motoarele de puteri medii şi mari (excepţie fac motoarele de puteri foarte mari, de exemplu pentru caja laminoarelor, la care reostatele ar rezulta de dimensiuni exagerate şi pierderile de energie ar fi importante). Metoda se aplică la toate tipurile de motoare de curent continuu. La conectarea rezistenţei de pornire R_p, caracteristica mecanică se schimbă conform relaţiei $n=n_0[1-(1+R_p/R_A)M/M_p]$ devenind cu atît mai căzătoare cu cît R_p este mai mare. În figura 5.46 este prezentată schema de montaj a motorului derivaţie cu ajutorul căreia se explică pornirea. În primul moment cînd toată rezistenţa reostatului de pornire $R_p=R_{p1}+$ $+R_{p2}+R_{p3}+R_{p4}$ este înseriată cu indusul motorul dezvoltă cuplul M_{max} (curentul indus este I_{max}) şi începe să accelereze conform caracteristicii mecanice *1*. Cînd cuplul dezvoltat de motor atinge valoarea M_{min} (curentul prin indus este I_{min}) se scurtcircuitează prima treaptă a reostatului R_{p1} (se închide C_1) şi se înregistrează un nou şoc de curent şi cuplu. Se pot dimensiona treptele reostatului astfel încît noul şoc de cuplu să fie tot M_{max}. Viteza creşte în continuare după caracteristica mecanică *2* care corespunde rezistenţei de pornire $R_{p2}+R_{p3}+R_{p4}$.

În mod similar se scurtcircuitează şi celelalte trepte şi motorul funcţionează în final pe caracteristica mecanică naturală $R_p=0$, notată cu *5*. De

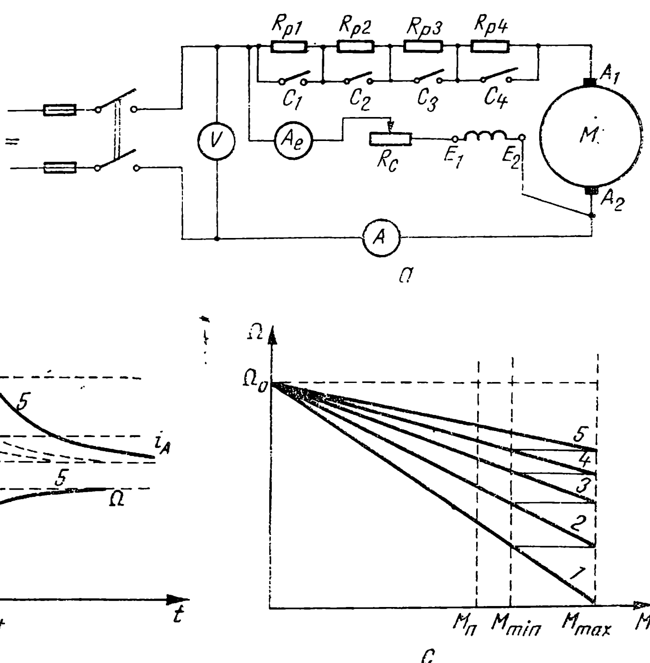


Fig. 5.46. Pornirea motorului de curent continuu:
a — schema electrică pentru pornirea motorului de curent continuu; *b* — variaţia curentului şi a turaţiei la pornire; *c* — caracteristicile mecanice pentru diverse trepte ale rezistenţei de pornire.

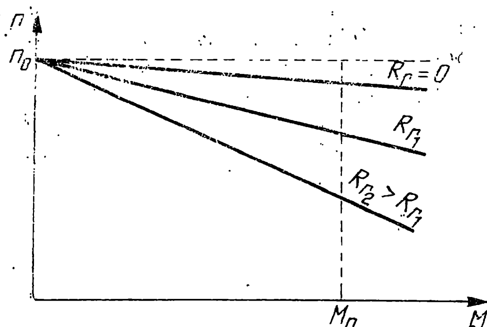


Fig. 5.47. Caracteristicile mecanice la reglajul turației cu ajutorul unui reostat.

obicei $M_{max}=(1,6\ ...\ 1,8)\ M_n$; iar $M_{min}=(1,1\ ...\ 1,3)\ M_n$. Pentru un cuplu de pornire mare trebuie ca fluxul magnetic de excitație să fie maxim, adică $R_c=0$.

Pornirea motorului prin alimentarea de la sursă reglabilă de tensiune este utilizată în instalații de mare putere și în unele acționări speciale sau în instalațiile care necesită un reglaj larg de turație; în privința randamentului este avantajoasă.

c) *Reglajul turației motorului derivație.* Din relațiile (5.18) rezultă $n=(U_A-R_AI_A-\Delta U_p)/k_e\Phi$ deci reglarea turației se face prin următoarele procedee:

— cu ajutorul unui reostat de rezistență reglabilă R_r conectat în serie cu indusul, procedeu denumit reglaj reostatic;

— prin reglarea tensiunii U_A la bornele indusului;

— prin variația fluxului de excitație.

Reglajul reostatic păstrează turația de mers în gol n_0; aceasta nu depinde de R_A. Odată cu variația rezistenței R_r se modifică panta caracteristicii mecanice (fig. 5.47), deoarece în acest caz $n=n_0[1-(1+R_r/R_A)M/M_p]$. Pentru $R_r=0$ se obține caracteristica mecanică naturală. Rezistența R_r este dimensionată pentru regim de lungă durată (diferă de R_p).

Uneori rezistența de reglare se utilizează și ca rezistență de pornire, dar reciproca nu este valabilă. Prin acest procedeu se poate doar reduce turația motorului (sub n_0), iar la sarcini reduse reglajul este instabil. Randamentul este scăzut datorită pierderilor în rezistența R_r. La același cuplu rezistent odată cu scăderea turației pierderile în înfășurarea indusului rămîn neschimbate și este necesar să se intensifice ventilația mașinii. În acest scop, motoarele destinate să funcționeze timp îndelungat la o turație redusă se prevăd cu un sistem de ventilație exterioară forțată, ceea ce complică construcția mașinii. Comutația este mai bună la viteze mici. Procedeul este economic îndeosebi la reglajul turației în limite restrînse (de la n_n la $0{,}5\ n_n$) și pentru un interval de timp relativ scurt. Metoda este destul de utilizată la motoare de puteri mici și mijlocii, mai ales în tracțiunea urbană.

Reglajul turației prin variația tensiunii U_A la bornele indusului realizează modificarea turației de mers în gol n_0 cu păstrarea pantei caracteristicii mecanice (fig. 5.48). Reglajul este eficient la orice sarcină a mașinii. La motorul compensat se obține o familie de drepte paralele. Procedeul permite reducerea sau creșterea turației motorului, însă necesită prezența unei surse reglabile de curent continuu ceea ce sporește costul investiției.

Reglarea turației prin variația fluxului de excitație constă în introducerea unui reostat în circuitul de excitație care permite deplasarea caracteristicii mecanice (fig. 5.49); puterea reglată este relativ mică. Acest procedeu este eficient la sarcini reduse. Dacă fluxul de excitație Φ_0 se micșorează simțitor, este posibil ca I_A să crească mult și reacția indusului să aibă efecte mai puternice. Slăbirea fluxului magnetic are efecte negative asupra stabilității și comutației motorului. Totuși această metodă se folosește pen-

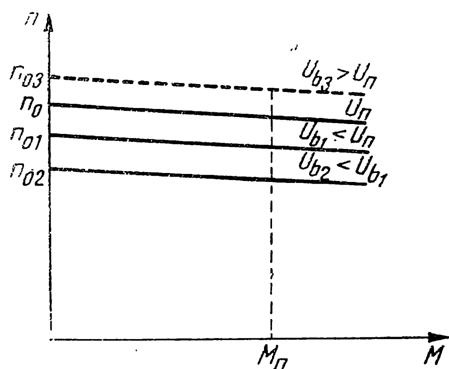


Fig. 5.48. Caracteristicile mecanice la reglajul prin alimentarea de la o sursă reglabilă de curent continuu.

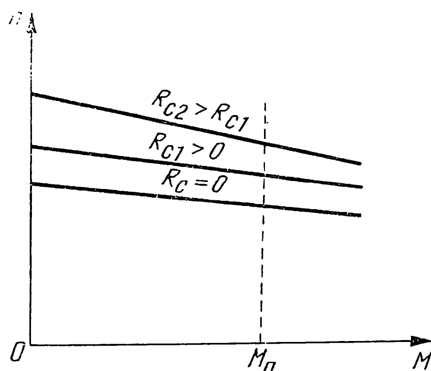


Fig. 5.49. Caracteristicile mecanice la reglajul turației prin variația fluxului de excitație.

tru mărirea turației pînă la de două ori turația nominală a motorului. Se poate obține și o scădere a vitezei de rotație prin creșterea curentului de excitație, însă aceasta poate conduce la încălziri ale înfășurării de excitație peste limita admisibilă. Din cauza saturației, fluxul de excitație nu crește sensibil la majorarea curentului de excitație și dei turația se micșorează destul de puțin.

5.6.2. MOTORUL CU EXCITAȚIE SERIE

a) *Caracteristicile motorului serie* se ridică experimental folosind schema electrică din figura 5.50. La motorul serie ecuațiile au aceeași formă cu precizarea ca $I_A=I_e=I$ și $U_b=E+(R_A+R_e)\,I+\Delta U_p$ unde U_b este tensiunea la bornele motorului ($U_A = U_b -$ $- R_e I$).

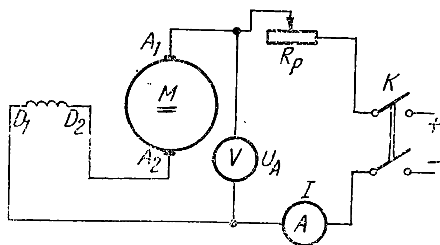


Fig. 5.50. Schema electrică pentru încercarea motorului cu excitație serie.

Caracteristica vitezei la mersul în sarcină: $n = f\,(I)$ pentru $U_b =$ const. se determină din ecuațiile (5.18). Se consideră caracteristica magnetică nelineară exprimată prin relația: $\Phi =$ $= \Phi_s I/(I + I_0)$; pentru $I \ll I_0$ se obține $\Phi = \Phi_s\, I/I_0$, adică domeniul linear, iar pentru $I \gg I_0$ se obține $\Phi = \Phi_s$ adică domeniul saturat (fig. 5.51, *a*). Turația n funcție de curentul I are expresia: $n=(U_b-R_t I-\Delta U_p)\,(I+I_0)/k_e I \Phi_s$ unde R_t este rezistența totală a înfășurărilor în serie; pe baza acestei relații s-a reprezentat caracteristica $n=f(I)$ în figura 5.51, *b*. La curenți mari ($I \gg I_0$) viteza n scade sensibil (linear cu I), iar la curenți mici ($I \ll I_0$) variază invers proporțional cu I (la curenți mici viteza crește foarte mult).

Fabricile constructoare garantează funcționarea motoarelor serie la o viteză $n_{max} = 2n_n$, iar încercările la platformă se efectuează la $n_{inc}=1{,}2\; n_{max}$. Caracteristica se ridică pînă la curentul $I = 1{,}5 I_n$.

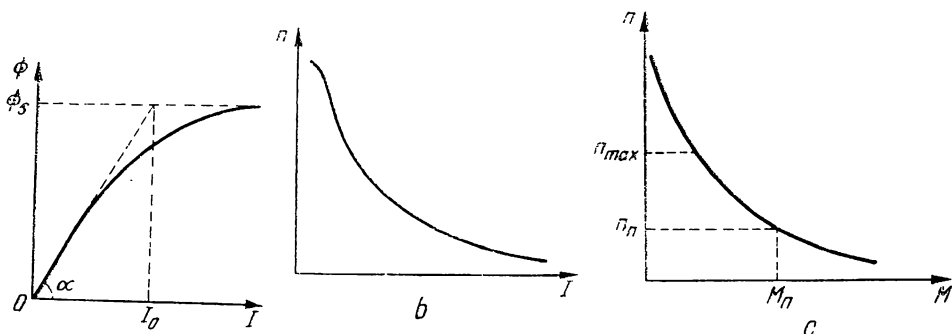


Fig. 5.51. Fluxul magnetic Φ funcție de curentul I (*a*); caracteristica vitezei la mersul în sarcină (*b*); caracteristica mecanică (*c*).

Caracteristica mecanică: $n=f(M)$ la U_b=const. se deduce din relațiile: $M=k_m \Phi I=k_m \Phi_s I^2/(I+I_0)$. Pentru $I \ll I_0$ rezultă $M=k_m \Phi_s I^2$ și deci $I=\sqrt{M/k_m \Phi_s}=K_1\sqrt{M}$ și turația devine $n=(U_b-R_t K_1\sqrt{M}-\Delta U_p)I_0/k_e K_1\sqrt{M}$ (domeniu nesaturat). Pentru $I \gg I_0$ rezultă $M=K_m \Phi_s I$ și $I=K_2 M$, iar $n=(U_b-R_t K_2 M-\Delta U_p)/K_e \Phi_s$ (domeniu saturat). Pe baza acestor relații s-a trasat caracteristica mecanică (fig. 5.51, *c*).

Spre deosebire de motorul derivație, motorul serie are o caracteristică mecanică elastică. La sarcini mici motorul serie prezintă pericolul ambalării, deoarece turația crește mult, prin urmare nu trebuie lăsat să funcționeze în gol. La pornire, motorul serie dezvoltă cuplul maxim; se utilizează în tracțiunea electrică și în acționări cu gamă largă de turații.

b) *Pornirea motorului serie* se efectuează cu ajutorul unui reostat pentru limitarea curentului de pornire și reglajul cuplului, astfel încît să se asigure o pornire lină, fără șocuri. Pornirea prin conectarea directă la rețea se aplică numai motoarelor mici (sub 5 kW) și de tensiuni ridicate. În tracțiunea electrică se practică sistemul conectării în serie la pornire, a două sau mai multe motoare, prin aceasta aplicîndu-se fiecărui motor o tensiune redusă; după atingerea unei anumite turații motoarele sînt alimentate direct de la tensiunea rețelei.

c) *Reglajul turației motorului serie* se poate efectua fie cu ajutorul unui reostat conectat în serie cu motorul, fie prin alimentarea motorului de la o

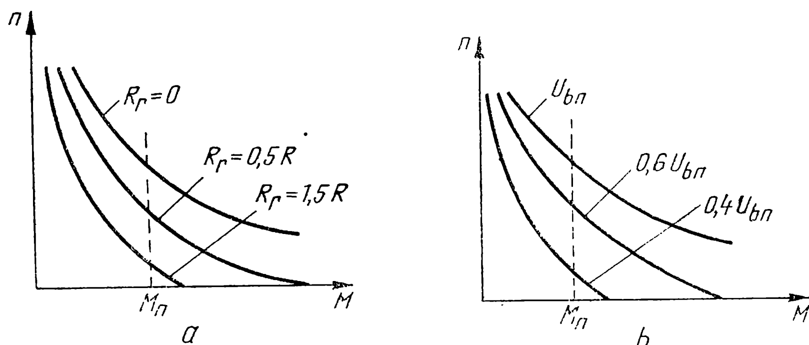


Fig. 5.52. Caracteristicile mecanice la reglajul turației motorului serie: *a* — cu ajutorul unui reostat; *b* — prin reglajul tensiunii de alimentare.

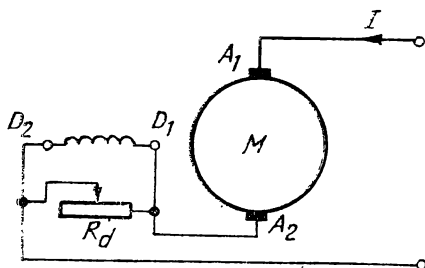


Fig. 5.53. Schema electrică pentru conectarea în derivație cu înfășurarea de excitație, a rezistenței R_d la motorul serie.

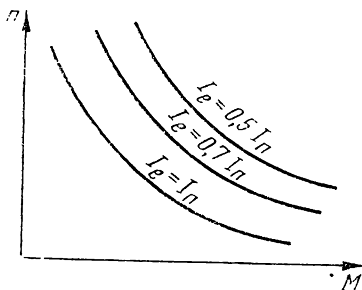
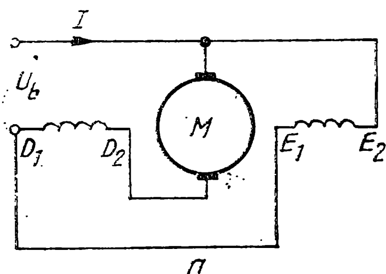


Fig. 5.54. Caracteristicile mecanice ale motorului serie pentru diferite valori ale curentului de excitație.

sursă de tensiune reglabilă (fig. 5.52); reglajul este mai eficient la valori mici ale cuplului. Reglarea turației prin modificarea fluxului magnetic de excitație se realizează conectînd în paralel cu înfășurarea de excitație o rezistență reglabilă (fig. 5.53); prin aceasta se micșorează curentul de excitație, deci și fluxul magnetic rezultînd o creștere a turației (fig. 5.54).

5.6.3. MOTORUL CU EXCITAȚIE MIXTĂ (COMPUND)

Motorul prezintă două înfășurări de excitație dintre care una conectată în derivație fie la bornele motorului (fig. 5.55, *a*), fie la bornele indusului (fig. 5.55, *b*), iar cealaltă conectată în serie cu indusul (adițional în raport cu înfășurarea derivație, sau diferențial). Caracteristicile acestui motor pot fi foarte variate funcție de ponderea și modul de conectare a înfășurărilor de excitație (fig. 5.56). În cazul conexiunii adiționale înfășurarea serie este principală; odată cu creșterea curentului de sarcină crește și fluxul magnetic inductor și ca urmare turația scade; motorul are o caracteristică mecanică elastică, asemănătoare cu a motorului serie cu deosebirea că nu mai prezintă pericolul ambalării la funcționarea în gol (n_0 este determinat de înfășurarea derivație). În cazul conexiunii diferențiale înfășurarea derivație este principală; odată cu creșterea curentului de sarcină scade fluxul magnetic inductor și ca urmare turația crește (se poate produce chiar ambalarea). Motorul cu compundaj diferențial se utilizează în acționările electrice în care sarcina are o durată scurtă iar turația motorului trebuie să fie constantă de la gol la sarcină (laminoare de țevi).



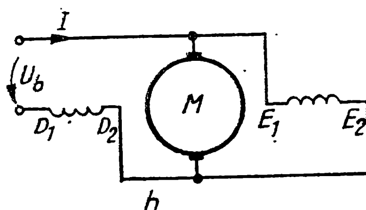


Fig. 5.55. Scheme de conexiuni ale motorului compund.

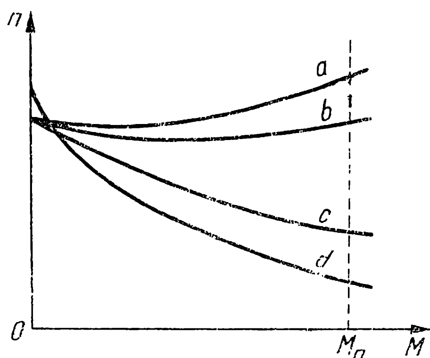


Fig. 5.56. Caracteristicile mecanice ale motorului compund:

a — predomină excitația derivație, înfășurările de excitație sînt conectate diferențial; *b* — excitația serie are o pondere mai mică în raport cu curba a; *c* — înfășurarea de excitație derivație predomină; cele două înfășurări sînt conectate adițional; *d* — excitația serie predomină, înfășurările de excitație sînt conectate adițional (excitația derivație limitează turația la cupluri mici).

Motoarele cu excitație mixtă au o largă utilizare în acționările electrice datorită posibilităților de reglaj a turației și a caracteristicilor foarte variate ce se pot realiza.

5.7. FRÎNAREA CU MAȘINI DE CURENT CONTINUU

Mașina de curent continuu este utilizată în acționările electrice și pentru frînarea sistemelor acționate. În acest scop, mașina este pusă să funcționeze fie în regim de generator care debitează pe o rețea proprie (frînare dinamică) sau pe o rețea de tensiune constantă (frînarea recuperativă), fie în regim de frînă propriu-zisă (frînare contracurent).

a) *Frînarea contracurent.* Pentru a aduce mașina cu excitație separată în acest regim se deconectează indusul mașinii de la rețea și se conectează la rețea din nou cu polaritatea bornelor inversată, în acest caz se schimbă polaritatea tensiunii U_A și a curentului I_A. Ecuațiile acestui regim se deduc din cele ale motorului în care U_A și I_A au semn schimbat:

$$-U_A = E - R_A I_A - \Delta U_p; \quad M = -k_m I_A \Phi; \quad E = k_e n \Phi \qquad (5.23)$$

Curentul prin indus are valoarea $I_A = (E + U_A - \Delta U_p)/R_A$; pentru limitarea curentului I_A se conectează un reostat de rezistența R_f în serie cu indusul. Punctul de funcționare trece brusc din punctul A (curba *1*) în punctul B (curba *2*), practic la aceeași viteză de rotație la care se află mașina în momentul schimbării polarității tensiunii de alimentare (fig. 5.57). În punctul B mașina funcționează în regim de frînă propriu-zisă, absorbind putere electrică de la rețea și putere mecanică la arbore pe seama descreșterii în timp a energiei cinetice acumulată în masele în rotație; toată această putere se transformă în căldură în rezistența $R_A + R_f$. Cuplul acționează în sens opus turației și în final rotorul se oprește (punctul C) după care se rotește în sens opus (cadranul *3*). Expresia analitică a caracteristicii mecanice *2* se deduce din relațiile (5.23): $n = n_0 \left(-1 + \frac{R_A + R_f}{R_A} M/M_p\right)$; s-a avut în vedere că R_f este conectată în serie cu R_A.

Frînarea propriu-zisă este tipică pentru instalațiile de ridicat și transportat acționate cu motoare de curent continuu. De exemplu, o greutate este ridicată rapid pînă la o anumită înălțime (motorul funcționează în punctul A), (fig. 5.58) viteza de ridicare se încetinește prin introducerea în

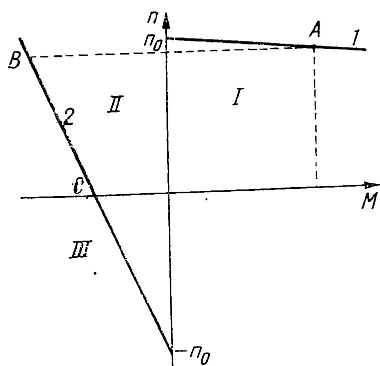


Fig. 5.57. Frînarea propriu-zisă prin inversarea polarității tensiunii de alimentare:

I — regim de motor, sens de rotație dreapta; *II* — frînă propriu-zisă, sens dreapta; *III* — regim de motor, sens de rotație stînga.

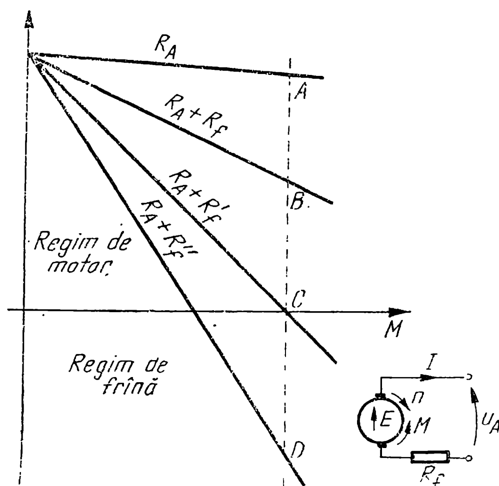


Fig. 5.58. Frînarea propriu-zisă (frînarea contracurent) a motorului derivație prin majorarea rezistenței înseriate cu indusul.

circuitul indusului a rezistenței R_f (punctul B), greutatea este oprită la punct fix majorînd rezistența la valoarea R_f' (punctul C) are loc o deplasare a greutății pe orizontală după care urmează coborîrea acesteia prin majorarea rezistenței la valoarea R_f'' cînd motorul funcționează în punctul D (fig. 5.58). Mașina funcționează în regim de frînă propriu-zisă (punctul D), primind pe la arbore putere mecanică de la greutatea aflată în cîmpul gravitațional și pe la borne putere electrică de la rețea. Un astfel de regim solicită intens motorul, care trebuie dimensionat corespunzător, sau prevăzut cu ventilație forțată. Cuplul motorului se opune cuplului dat de greutate la coborîre.

b) *Frînarea dinamică.* O mașină cu excitație separată care funcționează ca motor în punctul A al caracteristicii mecanice *1* (fig. 5.59) se pune să funcționeze ca generator prin deconectarea indusului de la rețea și conectarea acestuia pe o rezistență, înfășurarea de excitație continuînd să fie alimentată. Datorită energiei cinetice a maselor în rotație, mașina continuă să se rotească în același sens debitînd energie electrică pe rezistența R. Curentul I_A schimbă de semn și cuplul $M=-k_m I_A \Phi$, iar $E=kn\Phi=(R_A+$ $+R)I_A$ adică $M=-k_e k_m \Phi^2 n/(R_A+R)$; această ecuație reprezintă o dreaptă care trece prin origine (dreapta *2*). În momentul conectării pe rezistența R mașina trece în punctul de funcționare B, practic la aceeași viteză de rotație, continuînd să funcționeze pe caracteristica *2* pînă se oprește. Frînarea este cu atît mai rapidă cu cît R este mai mică. Frînarea dinamică este posibilă și la un motor derivație, fiind îndeplinite condițiile de autoexcitare. La motorul serie trebuie inversate conexiunile înfășurării de excitație, fiindcă sensul curentului se schimbă și anulează cîmpul magnetic remanent.

c) *Frînarea recuperativă.* Dacă o mașină de curent continuu derivație care funcționează în regim de motor este antrenată din exterior la o turație mai mare ca n_0 mașina trece în regim de generator și debitează în rețea o putere electrică (fig. 5.60).

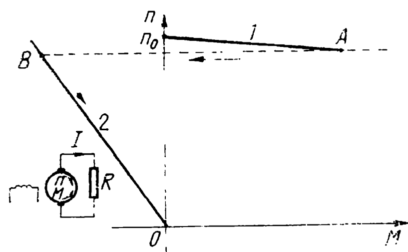


Fig. 5.59. Frînarea în regim de generator fără recuperare (frînare dinamică).

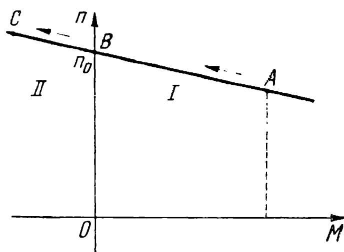


Fig. 5.60. Frînarea în regim de generator cu recuperarea energiei: *I* — regim de motor; *II* — regim de frînă ca generator cu recuperare.

Frînarea are loc la o turaţie $n > n_0$; puterea mecanică primită de maşină pe la ax este transformată în putere electrică pe care maşina de curent continuu o transmite reţelei electrice. Sensul curentului prin indus se schimbă ($E > U_b$) în raport cu sensul la funcţionarea ca motor (maşina funcţionează în cadranul *2*). Cuplul *M* devine cuplu de frînare. Această frînare este caracteristică tracţiunii electrice (tramvaie, troleibuze, locomotive electrice şi diesel-electrice). La coborîrea unei pante vehiculul accelerează pînă la $n > n_0$ cînd are loc frînarea cu recuperarea energiei. La motorul cu excitaţie serie această frînare este posibilă numai dacă înfăşurarea de excitaţie este alimentată separat.

5.8. REGIMURILE TRANZITORII LA MAŞINA DE CURENT CONTINUU

Prin variaţia unora dintre parametrii funcţionali ai maşinii de curent continuu (viteză, flux de excitaţie, tensiune la borne, curent de sarcină, cuplu la arbore etc) se trece de la un regim permanent de funcţionare la alt regim permanent, trecere care se realizează printr-un regim tranzitoriu electromecanic.

La generatoarele de curent continuu sînt caracteristice procesele tranzitorii electromagnetice care se produc în urma variaţiei tensiunii de excitaţie şi a rezistenţei de sarcină.

La motoare sînt caracteristice procesele tranzitorii dinamice care apar în urma variaţiei cuplului de sarcină sau a reglajului tensiunii U_A, a curentului i_e; în toate aceste cazuri se modifică turaţia motorului. Ecuaţiile în regim tranzitoriu se prezintă sub forma:

$$U_A = e \pm R_A i_A \pm \Delta U_p \pm L_A \frac{\mathrm{d} i_A}{\mathrm{d} t}; \quad \pm m = J \frac{\mathrm{d}\Omega}{\mathrm{d}t} \pm m_a + m_p$$

$$m = k_m \varphi i_A; \; U_e = R_e i_a + \frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(L_e i_e) = R_e i_e + L_{e\sigma} \frac{\mathrm{d} i_e}{\mathrm{d}t} + w_e \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}; \qquad (5.24)$$

$$e = \frac{k_e}{2\pi} \Omega \varphi = k_m \Omega \varphi; \quad L_e i_e = L_{e\sigma} i_e + w_e \varphi = \varphi_e.$$

Semnul + corespunde regimului de motor, iar — regimului de generator; mărimile din ecuații au semnificația mărimilor notate cu litere mari în regimul permanent, mai trebuie precizat că m_a este cuplul la ax și m_p este suma cuplurilor care corespund diferitelor tipuri de pierderi în mașină. La ecuațiile 5.24 trebuie adăugată relația nelineară $\varphi = f(i_e)$ care face ca sistemul de ecuații (5.24) să fie nelinear și prin urmare determinarea soluției sistemului să fie dificilă. Caracteristica de magnetizare se aproximează în mai multe moduri, așa cum rezultă din tabelul 2.3 și soluția sistemului se determină prin calcul numeric.

5.8.1. REGIMURILE TRANZITORII LA GENERATOARELE DE CURENT CONTINUU

În cazul în care se consideră caracteristica magnetică lineară (L_e=const.) din ecuația circuitului de excitație $\left(U_e = R_e i_e + L_e \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t_s}\right)$ a generatorului de excitație separată se determină variația în timp a curentului la excitație:

$$i_e = \frac{U_e}{R_e}(1 - e^{-t/T_e}); \quad T_e = L_e/R_e; \tag{5.25}$$

s-a considerat că U_e = const. și condiția inițială $i_e(0) = 0$.

La generatorul cu excitație derivație ecuația caracteristicii de funcționare în gol (fig. 5.61) se poate exprima analitic prin ecuația $u = E_r + ki_e$ dar $u = u_e$. În acest caz ecuația circuitului de excitație devine: $E_r = (R_e - k)i_e + L_e \frac{\mathrm{d}i_e}{\mathrm{d}t}$. Soluția acestei ecuații este:

$$\mathrm{I}_e - \mathrm{E}_r (1 - \mathrm{e}^{-t/T_e})/(R_e - k); \; T = L_e/(R_e - k) = L_e/[R_e(1-a)]: \; a = k/R_e. \tag{5.26}$$

În figura 5.62 s-a prezentat variația curenților de excitație la cele două generatoare. Constanta de timp T depinde de panta caracteristicii în gol și este mai mare de $1/(1-a)$ ori decît constanta de timp T_e a generatorului cu excitație separată.

Mașina reală are caracteristica magnetică nelineară, pentru a construi soluția ecuației circuitului de excitație ecuația acestuia se pune sub forma:

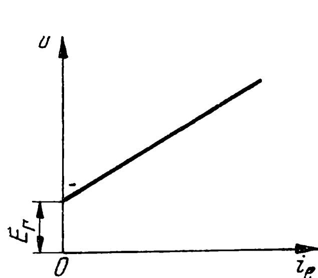


Fig. 5.61. Caracteristica în gol la generatorul derivație (porțiunea lineară).

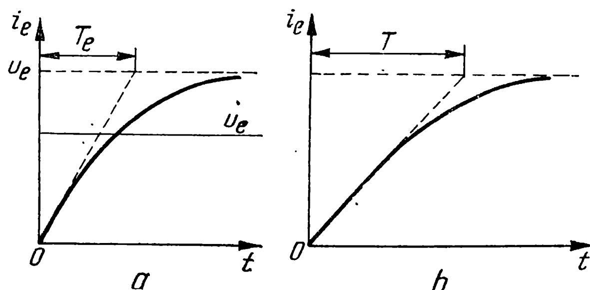


Fig. 5.62. Curentul de excitație i_e și tensiunea de excitație u_e în funcție de timp, la generatorul cu excitație separată (*a*); curentul de excitație $i_e(t)$, la generatorul derivație (*b*).

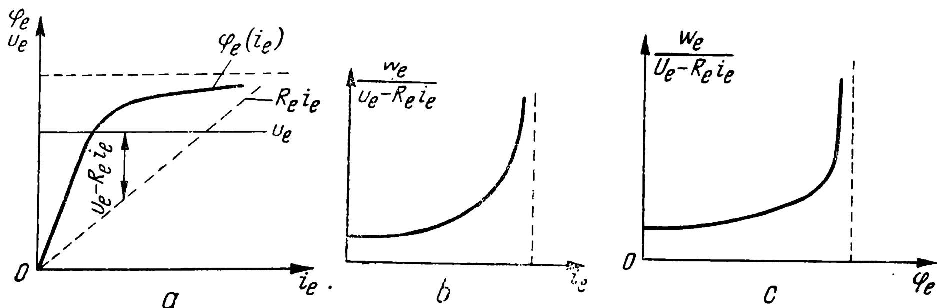


Fig. 5.63. Construcția grafică a curbelor φ_e (t) și i_e (t) la generatorul cu excitație separată:
a — $u_e = f(i_e)$ și $\varphi_e = f(i_e)$; b — $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(i_e)$; c — $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(\varphi_e)$; d — φ_e (t) și i_e (t).

$U_e = R_e i_e + w_e \frac{\mathrm{d}\varphi_e}{\mathrm{d}t}$ (generator cu excitație separată) și $t = \int_0^{\varphi_e} \frac{w_e}{U_e - R_e i_e} \mathrm{d}\varphi_e$.

Se reprezintă caracteristicile $\varphi_e(i_e)$ și $R_e i_e$ pentru U_e=const. se construiește $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(i_e)$ și $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(\varphi_e)$ pe baza cărora se trasează curbele $\varphi_e(t)$ și $i_e(t)$. În figura 5.63 sînt prezentate curbele corespunzătoare.

La generatorul cu excitație derivație se determină diferența $\varphi_e(i_e)$ — $U_e(i_e)$ și $R_e i_e$ iar modul de deducere al curbelor $\varphi_e(t)$ și $i_e(t)$ este similar celui de la generatorul cu excitație separată (fig. 5.64). Curentul de excitație

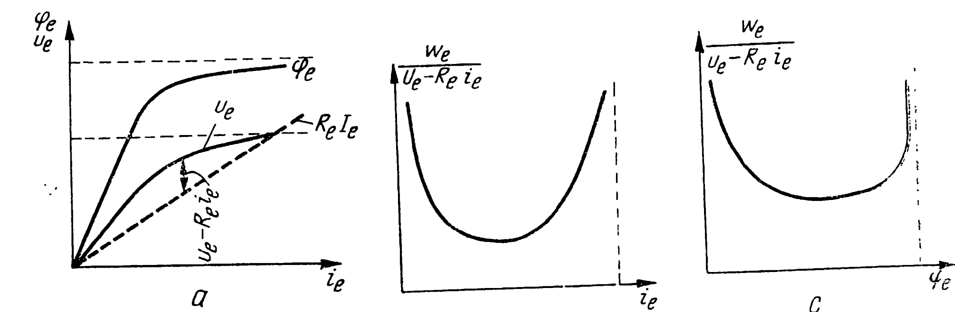


Fig. 5.64. Construcția grafică a curbelor φ_e (t) și i_e (t) la generatorul cu excitație derivație:
a — $u_e = f(i_e)$; $\varphi_e = f(i_e)$; b — $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(i_e)$; c — $w_e/(U_e - R_e i_e) = f(\varphi_e)$; d — φ_e (t) și i_e (t).

la generatorul derivație se stabilește după un interval de timp mai mare. Dacă o excitatoare derivație funcționează în gol la tensiunea U_n și se scurtcircuitează toate rezistențele din circuitul de excitație destinate reglajului tensiunii, atunci tensiunea de la borne crește de la U_n la U_m (fig. 5.65). Viteza de creștere a tensiunii la bornele indusului după STAS 8211-68 este $v = 0{,}632(U_m - U_n)/U_n t_1$. Pentru forțarea excitației trebuie ca v să fie mare.

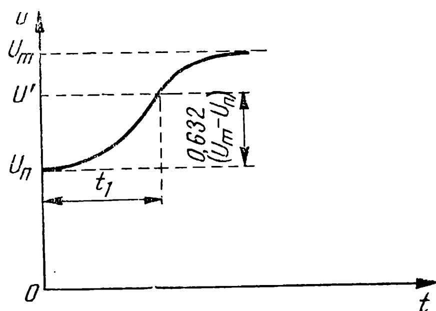


Fig. 5.65. Explicativă pentru definiția vitezei de creștere a tensiunii.

5.8.2. REGIMURILE DINAMICE ALE MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

În funcționarea motorului de curent continuu intervin modificări ale diferitelor mărimi care conduc la regimuri tranzitorii.

a) *Regimul dinamic la motorul cu flux constant* (motorul compensat și avînd curentul de excitație constant) se caracterizează printr-un sistem de ecuații diferențiale lineare deoarece fluxul magnetic rezultant $\varphi = \Phi = \text{const.}$

Considerînd ecuațiile diferențiale pentru motor din 5.24 rezultă:

$$T_A\, T_m \frac{d^2\,\Omega}{d\,t^2} + T_m \frac{d\,\Omega}{d\,t} + \Omega = \frac{u_A}{k_E} - \frac{R_A}{k_E} m_2; \quad \Delta U_p = 0 \qquad (5.27)$$

unde s-a notat $T_A = L_A/R_A$; $T_m = R_A J/k_E^2$; $m_a = m_2$; $k_E = k_e\,\Phi$ și s-a considerat $m_p = 0$. În cazul în care termenul liber este o constantă (adică u_A și m_2 nu depind de timp), soluția este:

$$\Omega = \Omega_2 + A\,e^{-t/T_2} + B\,e^{-t/T_2}; \quad \Omega_2 = (U_2 - R_A\,I_{A2})\,k_E \qquad (5.28)$$

unde Ω_2 este o soluție particulară, iar T_1 și T_2 sînt constante de timp egale cu inversele rădăcinilor ecuației caracteristice, luate cu semn schimbat:

$$T_1 = \frac{T_m}{2}\left(1 + \sqrt{1 - 4\,T_A/T_m}\right); \quad T_2 = \frac{T_m}{2}\left(1 - \sqrt{1 - 4\,T_A/T_m}\right). \qquad (5.29)$$

Constantele A și B depind de condițiile inițiale ale problemei, iar Ω_2 este valoarea vitezei unghiulare Ω la $t \to \infty$.

a$_1$) *La variația în treaptă a tensiunii la borne* u_A la cuplu util constant ($m_2 = \text{const.}$) se pot scrie relațiile: $u_A = U_1$ pentru $t \leqslant 0$; $u_A = U_2$ pentru $t > 0$; $m_2(t) = M_2$.

La $t = 0$ condițiile sînt $\Omega_1 = (U_1 - R_A I_{A1})/K_E$ și $\dfrac{d\,\Omega}{dt} = 0$ rezultă din ecuația mișcării; $I_{A1} = I_{A2}$ deoarece $m_2 = \text{const.}$

Înlocuind aceste condiții rezultă constantele $A = -(\Omega_2 - \Omega_1)T_1/(T_1 - T_2)$; $B = (\Omega_2 - \Omega_1)T_2/(T_1 - T_2)$;

$$\Omega = \Omega_2 - \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{T_1 - T_2}(T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2}), \qquad (5.30)$$

iar expresia curentului din indus este:

$$i_A = I_{A1} + (U_2 - U_1)(e^{-t/T_1} - e^{-t/T_2})/(L_A \Omega_d T_m T_A); \ \Omega_d = = (\sqrt{1 - 4T_A/T_m})/2\, T_A \qquad (5.31)$$

Dacă $T_m \gg 4T_A$, atunci constantele T_1, T_2 și Ω_d sînt reale, iar soluțiile sînt aperiodice. Pentru $T_m < 4T_A$ expresiile vitezei unghiulare Ω și a curentului i_A se pot scrie sub forma:

$$\Omega = \Omega_2 - (\Omega_2 - \Omega_1)(\cos \omega_d t + \frac{\beta}{\omega_d} \sin \omega_d t)\, e^{-\beta t} \qquad (5.32)$$

$$i_A = I_{A1} - \frac{U_2 - U_1}{\omega_d} e^{-\beta t} \sin \omega_d t; \quad \omega_d = j\, \Omega_d; \ \beta = 1/2\, T_A.$$

În figura 5.66 s-au reprezentat soluțiile $\Omega(t)$ și $i_A(t)$.

a_2). *La variația în treaptă a cuplului rezistent aplicat la ax*, cu $u_A = \text{const.} = U_A$, se pot scrie relațiile: $m_2 = M_{r1}$ pentru $t \leqslant 0$ și $m_2 = M_{r2}$ pentru $t > 0$. La $t \leqslant 0$ mărimile corespunzătoare regimului permanent sînt: $I_{A1} = M_{r1}/k_E$; $\Omega_1 = (U_A - R_A I_{A1})/k_E$. În regimul final $(t = \infty)$ după aplicarea cuplului rezistent M_{r2}, rezultă: $I_{A2} = M_{r2}/k_E$; $\Omega_2 = (U_A - RI_{A2})/k_E$.

La $t = 0$ condițiile sînt $\Omega = \Omega_1$ și $\frac{di_A}{dt} = 0$ (rezultă din ecuația circuitului indusului). Introducînd condițiile inițiale în (5.28) rezultă constantele: $A = -(\Omega_2 - \Omega_1)\, T_1^2/(T_1^2 - T_2^2)$; $B = (\Omega_2 - \Omega_1)\, T_2^2/(T_1^2 - T_2^2)$ iar soluțiile sînt:

$$\Omega = \Omega_2 - \frac{\Omega_2 - \Omega_1}{T_1^2 - T_2^2}(T_1^2 e^{-t/T_1} - T_2^2 e^{-t/T_2}) \qquad (5.33)$$

$$i_A = I_{A2} - \frac{I_2 - I_1}{T_1 - T_2}(T_1 e^{-t/T_1} - T_2 e^{-t/T_2})$$

În figura 5.67 s-au reprezentat soluțiile $\Omega(t)$ și $i_A(t)$.

a_3). *La variația bruscă a rezistenței reostatului conectat în serie cu circuitul indusului* se deosebesc două cazuri: introducerea în circuitul indusului a rezistenței R_i și cazul scurtcircuitării rezistenței R_i conectate în serie cu indusul.

În primul caz, după introducerea rezistenței R_i constantele de timp devin $T_A^* = T_A R_A/(R_A + R_i)$ și $T_m^* = T_m(R_A + R_i)/R_A$ în care T_A^* și T_m^* sînt constantele mașinii cu reostatul R_i conectat în serie cu indusul.

Curentul din indus $I_1 = M_2/K_E$ în regimurile permanente inițial și final rămîne neschimbat; se modifică doar vitezele unghiulare:

$$\Omega_1 = (U_1 - R_A I_A)/K_E \text{ și } \Omega_2 = [U_1 - (R_A + R_i)I_A]/K_E. \qquad (5.34)$$

Viteza unghiulară este dată de relația 5.30 în care T_1 și T_2 se calculează în raport cu noile constante de timp T_A^* și T_m^*.

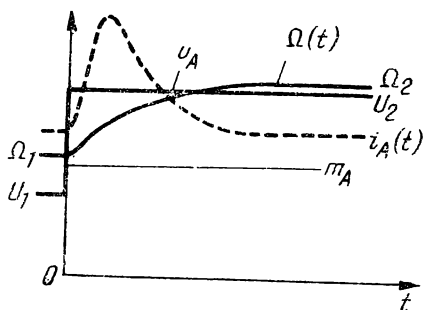


Fig. 5.66. Viteza unghiulară $\Omega(t)$ și curentul $i_A(t)$ la variația în treaptă a tensiunii aplicate la bornele indusului.

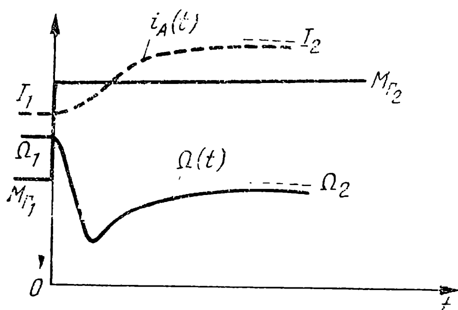


Fig. 5.67. Viteza unghiulară $\Omega(t)$ și curentul $i(t)$ la variația în treaptă a cuplului aplicat la axul mașinii.

Curentul din indus rezultă din ecuația mișcării $\left(J\dfrac{d\,\Omega}{d\,t}+m_a=K_E i\right)$

$$i=I_{A1}-\frac{J}{K_E^2}\,\frac{R_i I_1}{T_1-T_2}\left(e^{-t/T_1}-e^{-t/T_2}\right). \qquad (5.35)$$

În al doilea caz prin scurtcircuitarea unei rezistențe R_i în serie cu indusul, are loc o variație bruscă a tensiunii aplicate la bornele motorului de la valoarea $U_1=U_2-R_iI_{A1}$ la valoarea U_2. Soluțiile $\Omega(t)$ și $i_A(t)$ sînt cele de la punctul a_1.

b) *Regimul dinamic la variații mici ale fluxului magnetic* poate fi soluționat prin linearizarea locală a sistemului nelinear de ecuații diferențiale. Mai întîi se aproximează caracteristica magnetică printr-o dreaptă (fig. 5.68) tangentă la curbă în punctul în jurul căruia se presupune că are loc variația fluxului magnetic: $\varphi=\varphi_0+ki_e+k_i\cdot i_A$. Mărimile care intervin în sistemul de ecuații diferențiale se pot pune sub forma: $i_A=I_{A1}+\Delta i_A$; $i_e=I_{e1}+\Delta i_e$; $u_A=U_{A1}+\Delta u_A$; $u_e=U_{e1}+\Delta u_e$; $m_a=m_2=M_2+\Delta m_2$; $\Omega=\Omega_1+\Delta\Omega$; în care mărimile notate cu indicele 1 corespund regimului inițial și sînt date de relațiile:

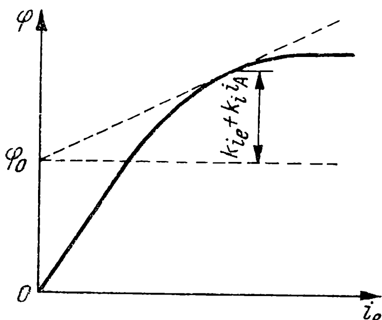


Fig. 5.68. Liniarizarea locală a caracteristicii magnetice.

$$U_{A1}=R_AI_{A1}+k_e\,\Phi_1\Omega_1;\quad k_m\Phi_1I_{A1}=M_2;\quad U_{e1}=R_eI_{e1}; \qquad (5.36)$$

$$\Phi_1=\Phi_0+kI_{e1}+k_iI_{A1}.$$

Cu aceste relații sistemul (5.24) scris pentru motor devine:

$$\Delta u_A=(R_A+k_ek_i\,\Omega_1)\,\Delta i_A+L_A\frac{d}{d\,t}\Delta i_A+k_e\Phi_1\,\Delta\Omega+k_e\,k\,\Omega_1\,\Delta i_e \qquad (5.37)$$

$$\Delta u_e=R_e\,\Delta i_e+(L_{\sigma e}+w_ek)\frac{d}{d\,t}\Delta i_e+w\,k_i\frac{d}{d\,t}\Delta i_A$$

$$J\frac{d}{d\,t}\Delta\Omega+\Delta m_2=k_e(\Phi_1+k_iI_{A1})\,\Delta i_A+k_ekI_{A1}\,\Delta i_e;\quad \Delta\varphi=k\,\Delta i_e+k_i\,\Delta i_A.$$

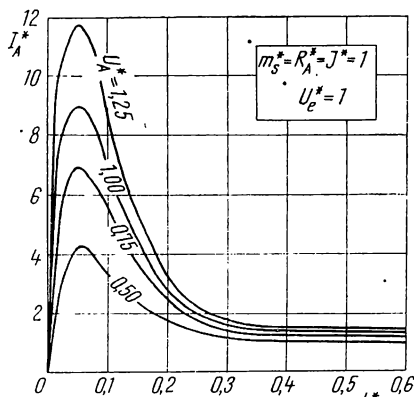


Fig. 5.69. Variația în timp a curentului i_A^* la diferite tensiuni U_A^* și la excitație nominală (U_n = 110 V; I_n = = 30 A, Ω_n = 160 rad/s).

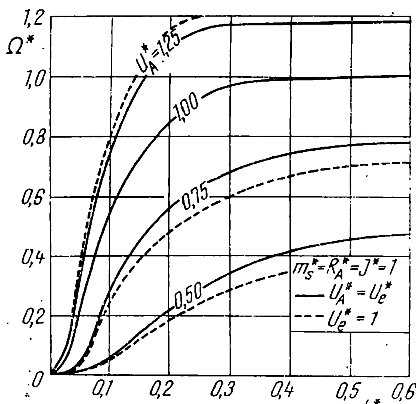


Fig. 5.70. Variația în timp a vitezei Ω^* la diferite tensiuni U_A^* și U_e^* (U_n = 110 V; I_n = 30 A; Ω_n = 160 rad/s).

La stabilirea acestor ecuații s-au neglijat produsele micilor variații notate cu Δ. Se presupun cunoscute micile variații Δu_A, Δm_2 și Δu_e, iar mărimile ce urmează a fi calculate sînt: Δi_A, Δi_e, $\Delta \varphi$ și $\Delta \Omega$. Pentru obținerea soluțiilor se procedează similar punctului *a* sau se utilizează transformata Laplace.

c) *Regimul dinamic al motorului* poate fi studiat suficient de exact dacă se aproximează caracteristica de magnetizare cu funcții elementare de exemplu cu ajutorul funcției exponențiale: $i_e = a(e^{b\varphi} - 1)$. Dacă m_2 este cuplul util la ax și $D\Omega$ este cuplul corespunzător frecărilor vîscoase din mașină ($m_p = D\Omega$) atunci sistemul de ecuații pentru motor devine:

$$\frac{di_e}{d_t} = \frac{u_e - R_e i_e}{L_e + w_e/(bi_e + ab)}; \quad \frac{di_A}{dt} = \frac{1}{L_A}\left[u_A - R_A i_A - \frac{k_m \Omega}{b} ln\,(i_e/a + 1)\right]$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}\left[\frac{k_m i_A}{b} ln\,(i_e/a + 1) - D\Omega - m_2\right]; i_e = a\,(e^{b\varphi} - 1). \qquad (5.38)$$

Pentru integrarea sistemului (5.38) s-a folosit subrutina *R K G S* a calculatorului I.B.M.-360, considerîndu-se condițiile inițiale $i_A(0) = i_e(0) = \varphi(0) = 0$. În calcul s-au folosit mărimile raportate (notate cu asterix) la datele nominale ale mașinii considerate.

In figurile 5.69 — 5.71 s-au trasat curbele de variație în timp ale mărimilor $i_A(t)$, $\Omega(t)$ și $i_e(t)$ raportate la datele nominale.

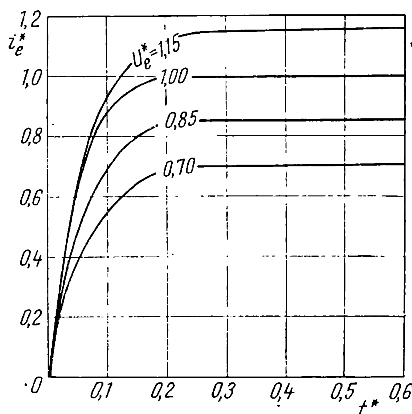


Fig. 5.71. Variația în timp a curentului de excitație pentru diferite valori ale tensiunii u_e^* (U_n = 110 V; I_n = 30A; Ω_n = 160 rad/s).

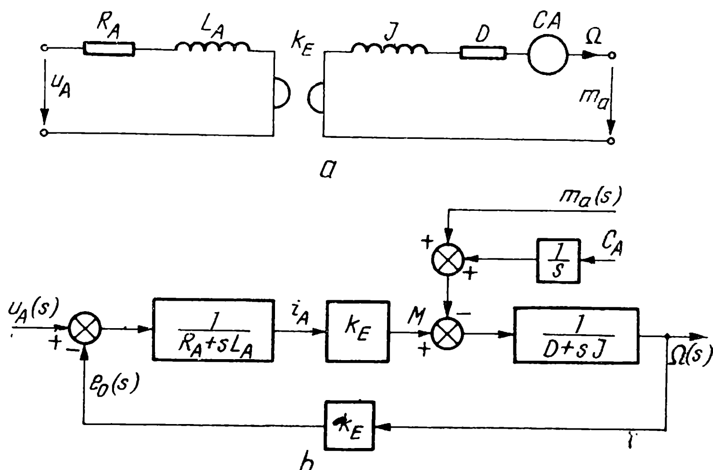


Fig. 5.72. Schema electrică primară asociată ecuațiilor (5.39) (*a*); schemă bloc asociată sistemului de ecuații (5.39) (*b*).

d) *Funcția de transfer* $G_m(s)$ la motorul de curent continuu se definește ca raportul $\Omega(s)/u_A(s)$, unde $\Omega(s)$ și $u_A(s)$ sînt imaginile Laplace a vitezei unghiulare Ω și respectiv a tensiunii aplicate indusului u_A. Considerînd fluxul magnetic φ constant ($\varphi=\Phi$) și aplicînd sistemului de ecuații (5.24) transformata Laplace, pentru condiții inițiale nule se obține:

$$u_A(s) = (sL_A + R_A)\, i_A(s) + k_E\, \Omega(s); \quad M(s) = k_E\, i_A(s) \qquad (5.39)$$

$$M(s) = Js\,\Omega(s) + D\Omega(s) + m_a(s) + \frac{C_A}{s}; \quad \Delta u_p = 0; \quad m_p = D\Omega + C_A$$

unde: D — coeficientul de frecări vîscoase; C_A — cuplul de frecări uscate (nu depinde de viteza unghiulară Ω).

În ipoteza că $m_a = 0$ și $C_A = 0$ se obține următoarea funcție de transfer:

$$G_m(s) = \frac{k_E}{(sL_A + R_A)(sJ + D) + k_E^2} = \frac{1}{k_E\,(sT'_m + 1)(sT'_A + 1)} \qquad (5.40)$$

unde $T'_m = 2L_A J/[R_A J - \sqrt{(R_A J)^2 - 4L_A k_E^2 J}]$; $T'_A = 2L_A J/[R_A J + \sqrt{(R_A J)^2 - 4L_A k_E^2 J}]$. În toate cazurile practice inductivitatea L_A este mică astfel că $(R_A J)^2 - 4L_A J k_E^2 > 0$. Dacă se face aproximația $\sqrt{1 - 4L_A k_E^2/J^2 R_A^2} \approx 1 - 2L_A k_E^2/R_A^2 J$; atunci $T'_m = T_m$ și $T'_A = T_A$; cu această aproximare s-au regăsit constanta mecanică T_m și constanta electrică T_A ale motorului. În figura 5.72 se prezintă schema electrică primară și schema bloc.

5.9. ALTE TIPURI DE MAȘINI DE CURENT CONTINUU

5.9.1. MAȘINI DE CURENT CONTINUU CU MAGNEȚI PERMANENȚI

În prezent, mașinile de curent continuu cu magneți permanenți se folosesc pe scară largă datorită îmbunătățirii procedeelor de fabricație și a performanțelor acestor magneți. Avantajele mai importante ale acestor

mașini sînt: construcție mai simplă, greutate mai mică, dimensiuni de gabarit mai mici, pierderi reduse și deci randament ridicat. Mașinile cu magneți permanenți au cost mai ridicat, deoarece magneții permanenți au încă un cost ridicat; în plus își pot modifica în timp caracteristicile, fie prin îmbătrînirea magneților, fie sub influența unor cîmpuri magnetice puternice cu acțiune demagnetizantă. Materialele cele mai utilizate în construcția magneților permanenți sînt aliaje pe bază de aluminiu, cobalt, crom; se mai folosesc feritele moi precum și magneții ceramici. Caracteristica de bază a materialului magneților permanenți este curba de demagnetizare care reprezintă partea din cadranul II al ciclului de histerezis. Pentru magnetizarea magnetului permanent se folosesc bobine străbătute de curent continuu sau de pulsuri puternice de curent care să satureze materialul. Magnetizarea se face fie cu magnetul separat de circuitul magnetic al mașinii, fie cu magnetul înglobat în circuitul magnetic al acesteia. Pentru a evita demagnetizarea în timpul funcționării datorită cîmpului magnetic de reacție, se utilizează pentru talpa polară un material de mare permeabilitate pentru a dirija liniile de cîmp în afara magnetului (fig. 5.73). Pentru îmbunătățirea performanțelor se utilizează diferite sisteme constructive funcție și de calitățile magnetului permanent.

Pentru a se obține o construcție compactă și o consolidare corespunzătoare cu menținerea performanțelor tehnice se poate utiliza varianta din figura 5.74. Cîmpul magnetic de reacție se închide prin tălpile polare și magneții permanenți se află în afara acestui cîmp. La o astfel de construcție tehnologia de realizare este mai costisitoare. O variantă simplă din punct de vedere tehnologic este cea din figura 5.75 însă performanțele tehnice sînt mai scăzute; cîmpul de reacție se închide prin magneții permanenți fapt care produce o demagnetizare a acestora, liniile de cîmp se închid prin partea laterală a magnetului și în consecință sînt micșorate performanțele acestuia. În figura 5.76 se prezintă o mașină de c.c. cu magneți permanenți și cu poli auxiliari. Chiar și în cazul cînd magneții permanenți au o inducție magnetică mică sub pol se obține inducția magnetică corespunzătoare datorită faptului că suprafața polului magnetului permanent este mai mare decît suprafața dinspre întrefier a polului mașinii. O construcție tipică pentru magneții cu inducție mică se prezintă în figura 5.77. Suprafața polară a celor doi magneți este mult mai mare decît suprafața polului mașinii realizîndu-se în acest fel o inducție magnetică corespunzătoare în întrefier. Construcția este compactă și simplă tehnologic

5.9.2. MAȘINA DE CURENT CONTINUU CU ÎNTREFIER AXIAL

O variantă constructivă a mașinii de curent continuu este mașina de curent continuu cu întrefier axial și rotor disc (fig. 5.78). Sistemul inductor este format din poli dispuși pe o armătură de oțel care reprezintă carcasa statorului. Polii inductori statorici se realizează de regulă din magneți permanenți din ferită anizotropă. Rotorul are forma unui disc plat și este compus dintr-un disc suport realizat din materiale rezistente la căldură, pe bază de sticle sau compoziții silicoorganice. Înfășurarea rotorică constă din lame conductoare subțiri, neizolate, dispuse pe ambele părți ale discului. Conductoarele înfășurării rotorice se pot dispune prin procedee ale tehnicii fotochimice a circuitelor imprimate (la motoare mici), fie prin procedee mecanice de ștanțare. Numărul de conductoare este limitat de condițiile de realizare tehnologică a înfășurării. În scopul de a obține t.e.m. cît mai mari și care să nu fie influențate de nesimetriile cîmpului magnetic se uti-

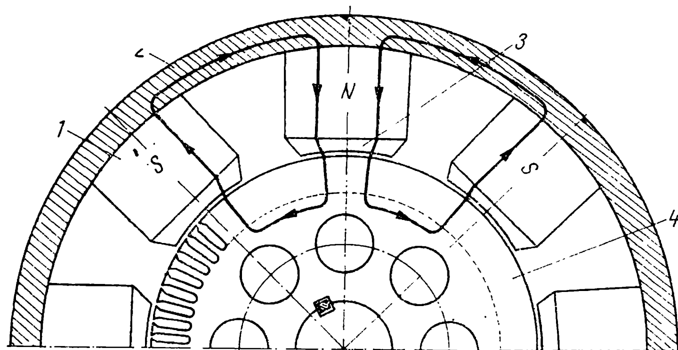


Fig. 5.73. Mașină de curent continuu cu magneți permanenți:
1 — magnet permanent; *2* — jugul statoric; *3* — talpă polară din material de mare permeabilitate pentru dirijarea cîmpului magnetic de reacție; *4* — rotor.

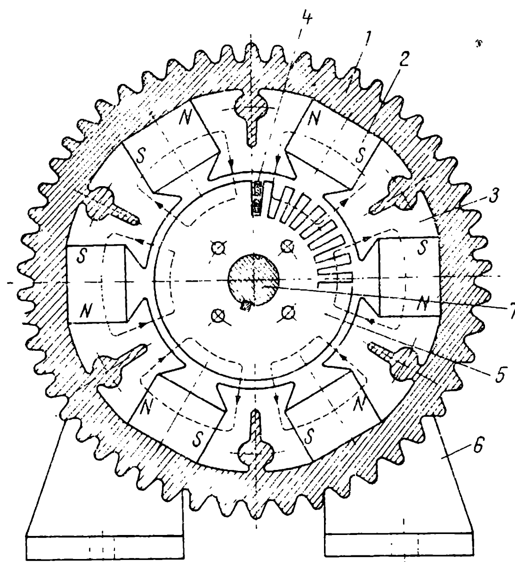


Fig. 5.74. Motor de curent continuu cu magneți permanenți:
1 — carcasă din aluminiu; *2* — magnet permanent; *3* — polul mașinii; *4* — secție în comutație; *5* — rotor; *6* — tălpi de prindere; *7* — ax.

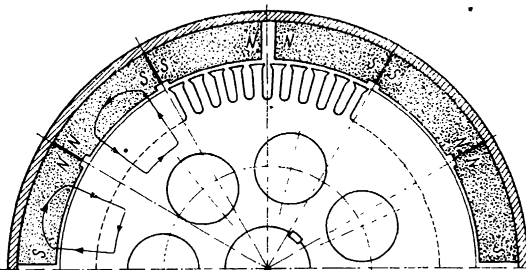


Fig. 5.75. Configurația circuitului magnetic al unui motor de curent continuu cu magneți permanenți din ferită de bariu (construcție avantajoasă tehnologic).

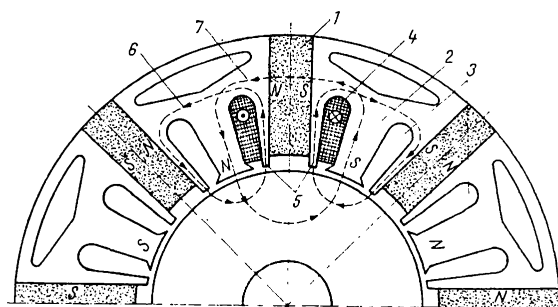


Fig. 5.76. Motor cu magneți permanenți și poli auxiliari:

1 — magnet permanent; 2 — pol principal; 3 — crestătură pentru dispunerea înfășurării polilor auxiliari; 4 — înfășurarea polilor auxiliari; 5 — polii auxiliari; 6 — linii ale cîmpului magnetic creat de înfășurarea auxiliară; 7 — linii ale cîmpului magnetic determinate de magneții permanenți.

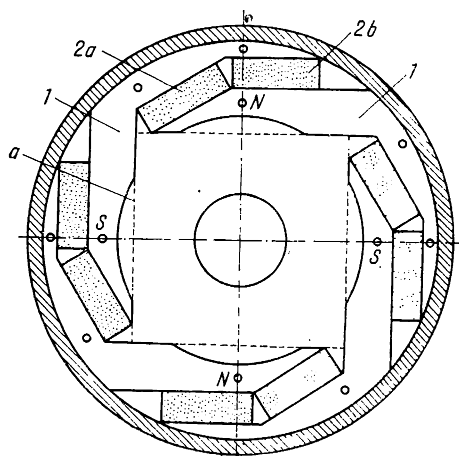
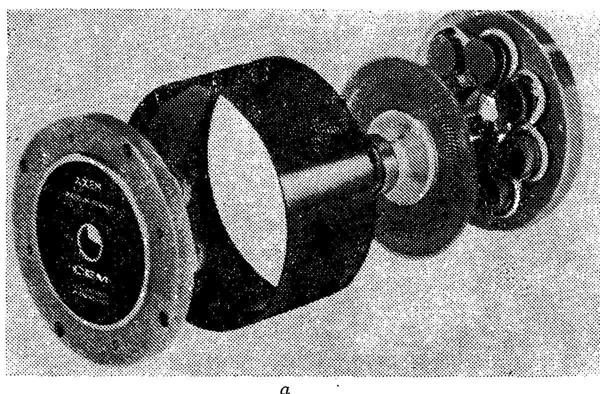
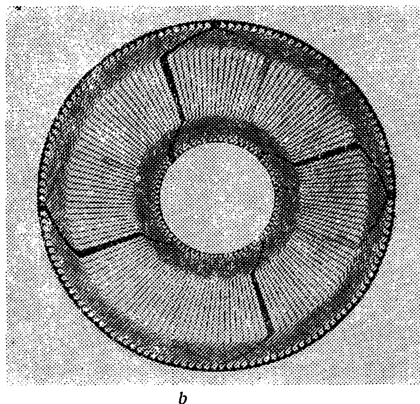


Fig. 5.77. Motor de curent continuu cu magneți permanenți cu inducție remanentă (B_r) mică:

1 — jug statoric; 2*a* și 2*b* — magneți permanenți.





a *b*

Fig. 5.78. Elemente componente ale mașinii de curent continuu cu întrefier axial (*a*); rotor compus dintr-un disc suport și din înfășurarea indusului (*b*).

lizează înfășurări ondulate simple. Spirele înfășurării se realizează prin conexiunile de la capetele marginale superioare și inferioare, care străbat discul izolant și care fac legătura dintre conductoarele de pe cele două fețe ale discului. La aceste înfășurări periile calcă direct pe conductoare. Polii inductori sînt așezați în partea frontală a inelului, de o parte sau de ambele părți. Laturile active ale unei spire sînt constituite din cele două porțiuni situate pe părțile frontale ale discului rotoric. Pentru a realiza o lungime mai mare a porțiunilor active ale spirei, acestea se dispun curbat. Cîmpul magnetic de reacție a indusului este mic datorită întrefierului axial cu o lățime relativ mare și a reluctanței magnetice mari a polilor inductori. La aceste mașini puterea pe unitatea de masă este mare datorită în special condițiilor bune de răcire a conductoarelor înfășurării indusului (se adoptă densități de curent de 10 ori mai mari decît la mașinile de curent continuu uzuale); au inerție redusă, au caracteristici mecanice lineare, gamă largă de turații. Se aplică în acționările care necesită moment de inerție redus.

Dezavantaje: realizarea înfășurării este mai dificilă, discul este deformabil, tensiune la borne redusă (30 V).

Mașini de curent continuu unipolare

Aceste mașini se numesc unipolare sau aciclice și cuprind unul sau mai multe discuri de cupru sau de bronz care se rotesc într-un întrefier axial și se află sub acțiunea unui cîmp magnetic de inducție B, produs de un sistem de bobine de excitație. Dacă se așază o perie pe arbore și altă perie pe marginea exterioară a discului (sau de o parte și de alta a discului) se obține la perii o t.e.m. care poate produce curenți foarte mari. Expresia t.e.m. indusă într-un singur disc este $E = \int_{r_1}^{r_2} v(r)\, B dr$, dacă $B =$ const. atunci $E = v_{med} Bl$ unde $l = r_2 - r_1$ este porțiunea din raza discului care se află în cîmpul magnetic B. La mașina dublă, cele două discuri sînt montate mecanic și electric pe același arbore și sînt conectate în serie, obținîndu-se t.e.m. $2E$ (fig. 5.79). Aceste mașini au avantajul că evită colectorul, dar au mai multe dezavantaje: tensiuni la perii mici (chiar la viteze mari limitate numai de rezistența materialului), periile la viteze periferice mari se uzează repede, reacția indusului este puternică. Un alt tip de mașină unipolară este mașina de tip axial (fig. 5.80). Rotorul se realizează din bronz, alamă sau oțel, care se rotește într-un întrefier unde este produs un cîmp magnetic de două bobine concentrice, montate într-o carcasă de oțel

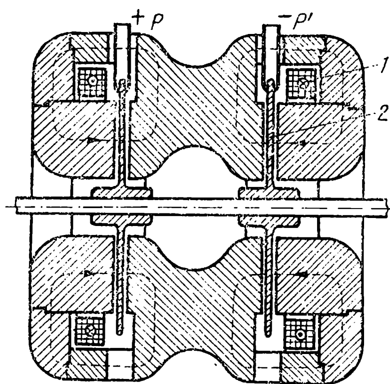


Fig. 5.79. Mașină unipolară dublă de tip radial:
1 — bobină de excitație; 2 — disc; p, p' — perii.

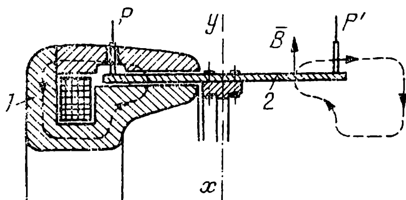


Fig. 5.80. Mașină unipolară de tip axial:
1 — bobină de excitație; 2 — rotor; p, p' — perii.

care constituie statorul. Dacă l este lungimea activă a razei rotorului atunci t.e.m. la periile P și P' este $E = 2\,V_{med}\,lB$. O îmbunătățire se poate realiza prin înlocuirea periilor printr-un sistem de contacte mobile, cu metal lichid (mercur). Nu au o răspîndire largă, totuși sînt domenii de aplicare unde au avantaje importante: traductor de turație (tensiunea obținută la borne este strict proporțională cu turația, fapt important la obținerea, de exemplu, a derivatei turației printr-un circuit electronic de derivare), utilizarea la alimentarea pompelor electromagnetice.

5.9.3. POMPĂ ELECTROMAGNETICĂ DE CONDUCȚIE

Fluidul conductor aflat sub acțiunea unui cîmp magnetic inductor B, se află într-un canal numit conducta pompei, sau canal magneto-hidrodinamic. Fețele verticale ale canalului sînt executate din material conductor (metal), iar fețele orizontale sînt executate din material izolant (fig. 5.81). La electrozi se aplică o tensiune care produce prin fluid între electrozi, un curent electric avînd densitatea de curent $\bar{J}$. Sub acțiunea forțelor $\bar{f} = \bar{J} \times \bar{B}$ fluidul este deplasat în lungul canalului; $\bar{J} \times \bar{B} \neq 0$ dacă $\bar{J}$ și $\bar{B}$ sînt continue sau sînt alternative și defazate. Aceste pompe se mai numesc și pompe magnetohidrodinamice lineare (canalul este linear), de conducție (au electrozi). Se utilizează la transportul metalelor sau aliajelor topite, pentru acele fluide și temperaturi care nu deteriorează electrozii. Mașina descrisă poate funcționa și ca generator (fluidul trebuie antrenat).

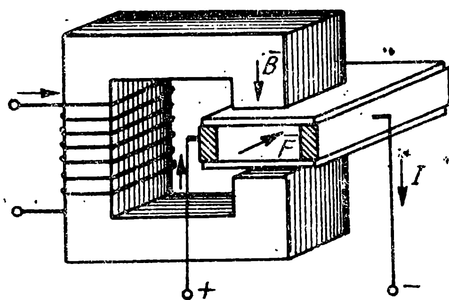
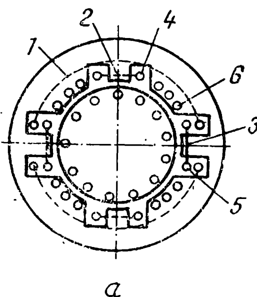


Fig. 5.81. Reprezentarea schematică a pompei electromagnetice de conducție.

5.9.4. AMPLIDINA

Amplidina este o mașină electrică a cărei construcție și principiu de funcționare sînt asemănătoare cu acelea ale unei mașini de curent continuu normale. Construcția amplidinei este în principiu similară cu a unui generator de curent continuu, cu deosebirea că pentru doi poli are patru perii la colector, dintre care două sînt conectate în scurtcircuit (fig.5.82). Amplidina



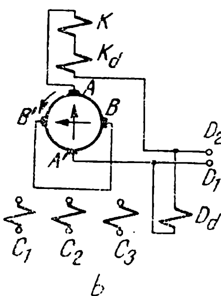


Fig. 5.82. Secțiune transversală printr-o amplidină de construcție uzuală (*a*);
1 — înfășurare de comandă; *2* — polii de comutație longitudinali; *3* — polii de comutație transversali; *4* — înfășurarea polilor de comutație longitudinali; *5* — înfășurarea polilor de comutație transversali; *6* — înfășurarea de compensare

Schema înfășurărilor amplidinei cu poli de comutație longitudinali (*b*);
K — înfășurarea de compensare; K_d — înfășurarea polilor de comutație longitudinali; C_1, C_2, C_3 — înfășurări de comandă; D_d — înfășurarea de reacție longitudinală.

este antrenată la o turație mare, de obicei apropiată de 3000 rot/min, de cele mai multe ori de un motor asincron.

La bornele înfășurării de excitație, care se mai numește și înfășurare de comandă se aplică o tensiune U_1 (pot fi mai multe astfel de înfășurări), numită tensiune de intrare care stabilește curentul I_{c1} prin înfășurarea de excitație; se va produce un flux magnetic pe poli Φ_1 a cărui axă va fi după direcția longitudinală AA'. În timpul rotirii, acest flux induce în înfășurarea indusului o t.e.m. E_2 care este culeasă la periile BB' perpendiculare pe axa cîmpului longitudinal. Axa BB' este axa transversală a amplidinei. Periile BB' se scurtcircuitează, curentul din circuitul scurtcircuitat produce un cîmp magnetic transversal de flux Φ_2 care induce în înfășurarea rotorului în rotație o t.e.m. E_3 ce se culege la periile AA', tensiunea la aceste perii se notează U_3 și se numește tensiune de ieșire; la gol $E_3 = U_3$. În circuitul scurtcircuitat rezistența fiind mică rezultă un curent mare care produce un cîmp magnetic de reacție transversal puternic. Amplidina este prevăzută cu o înfășurare de compensare K ce anulează reacția indusului care se produce în axa longitudinală prin trecerea curentului de sarcină prin indus; reglarea compensării se realizează cu o rezistență R_k montată în paralel cu înfășurarea K. Orice amplidină are următoarele înfășurări: înfășurări de excitație (*2* pînă la *6*), înfășurare de compensare, înfășurarea polilor de comutație din axa longitudinală și din axa transversală. La amplidinele de puteri mici și mijlocii se prevăd numai poli de comutație longitudinali. Înfășurarea D_a alimentată de la tensiunea de ieșire a amplidinei asigură mărirea factorului de amplificare, o astfel de înfășurare se numește *înfășurare de reacție*. După cum reacția duce la mărirea, respectiv micșorarea tensiunii de ieșire, se numește *reacție pozitivă*, respectiv *reacție negativă*. Amplificarea de putere produsă de amplidină este dată de raportul: $K_p = \frac{P_3}{P_1} = (P_2/P_1)(P_3/P_2) = K_{p1} \cdot K_{p2}$ unde P_1 este puterea de intrare, P_2—puterea transferată circuitului transversal, iar P_3 puterea la bornele de ieșire; K_p se numește *factor de amplificare*.

Pentru a se realiza valori cît mai mari ale factorului de amplificare este necesar ca permeanțele circuitului magnetic să aibă valori cît mai mari, aceasta se realizează adoptîndu-se inducții magnetice mai mici decît la mașinile de curent continuu uzuale; întrefierul se adoptă mic, dar nu la limita inferioară a posibilităților de execuție, deoarece trebuie asigurată linearitatea caracteristicilor de magnetizare și micșorarea influenței fenomenului de histerezis. Amplidina are deci, două etaje de amplificare; primul format din înfășurarea de comandă și circuitul transversal, al doilea din circuitul transversal și circuitul de sarcină (circuit longitudinal). Factorul K_p are valori foarte mari pînă la 10^5, la cele de construcție normală valorile sînt în ordinul 10^4. De exemplu la o amplidină de construcție normală pentru $K_p = 8000$, avem $K_{p1} = 40$ și $K_{p2} = 200$. Mărimea care caracterizează comportarea amplidinei în regim dinamic este sensibilitatea, adică viteza de răspuns la un impuls aplicat la bornele înfășurării de comandă. Pentru o sensibilitate mare este necesar ca inductivitățile circuitului să aibă valori cît mai mici, însă aceasta conduce la micșorarea factorului de amplificare; de obicei $T = 0,05$—$0,2$ s. Raportul K_p/T se numește *raport de amplificare dinamică*. Colectorul amplidinei are o construcție destul de dificilă deoarece

are un număr mare de lamele, de grosime mică. Amplidina se utilizează în sistemele de reglare automată. Puterea de ieșire este de 0,4—40 kW, însă se construiesc și la puteri mai mari.

5.9.5. ROTOTROLUL ŞI REGULEXUL

Sînt mașini de curent continuu cu mai multe înfășurări de excitație. *Regulexul* pe lîngă înfășurările de comandă are și o înfășurare de excitație conectată în derivație în raport cu periile; aceste înfășurări produc cîmpul magnetic inductor. Rezistența totală din circuitul de excitație derivație are o astfel de valoare încît mașina să nu se autoexcite.

Prin alimentarea înfășurării de comandă, dreapta excitației este translatată într-un sens sau altul față de originea sistemului de axe. La bornele mașinii apare o tensiune de o polaritate dependentă de sensul curentului de comandă. Contribuția înfășurării de comandă la obținerea tensiunii de ieșire este cu atît mai mică, cu cît înclinarea dreptei excitației diferă mai puțin de cea a tangentei în origine la caracteristica de mers în gol.

Rototrolul, în principiu, pe lîngă înfășurările de comandă are și o înfășurare de excitație conectată în serie cu indusul.

Se utilizează în sisteme de reglare automată a proceselor industriale. În figura 5.83 este prezentată schema unui rototrol funcționînd într-un sistem de reglare a vitezei, rototrolul *R*, generatorul *G* și motorul asincron *MA* sînt montate pe același ax; generatorul alimentează motorul de curent continuu *M*. Generatorul *G* are două înfășurări de excitație, fiecare este conectată în serie cu o înfășurare de excitație a rototrolului, *2* și *3* sînt înfășurări de reglare ale rototrolului. Solenația Θ_2 a înfășurării *2* este proporțională cu tensiunea de la bornele motorului de curent continuu, iar solenația înfășurării *3* este proporțională cu valoarea curentului absorbit de motor și are acțiune contrară înfășurării *2* și $\Theta_1+\Theta_3=\Theta_2$, iar t.e.m. din indusul rototrolului este nulă, (circuitul magnetic este realizat din material cu magnetism remanent mic 0,4% și efectul de histerezis neglijabil). O variație mică a rezistenței R_d conduce la variații mari ale curentului de excitație al generatorului *G*. La rezistență R_d dată, turația motorului *M* rămîne constantă la variații ale cuplului rezistent. Se construiește pentru puteri pînă la 1 kW și permite reglări de viteze în raportul $\frac{1}{120}$.

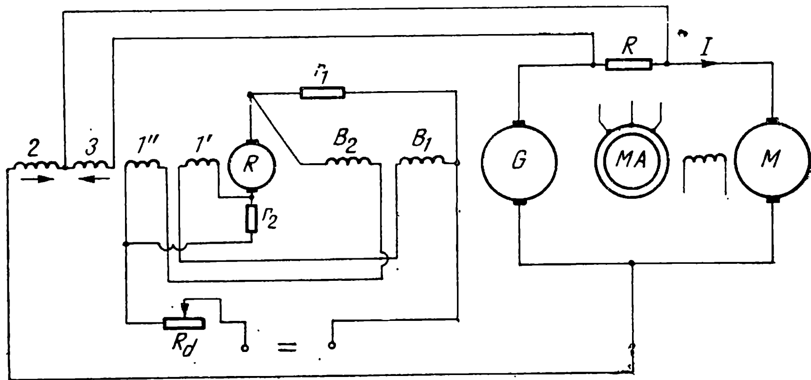


Fig. 5.83. Rototrolul în sistemul generator-motor.

5.9.6. METADINA

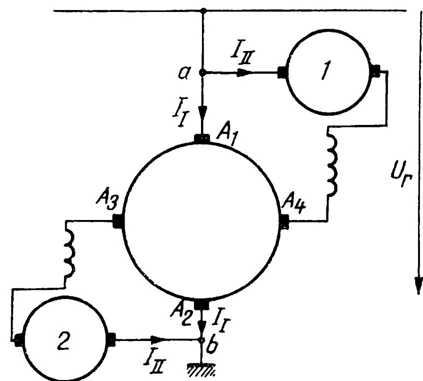


Fig. 5.84. Schema de principiu a metadinei.

Ca și amplidina, metadina este o mașină cu cîmp transversal la care nu este compensată reacția indusului după axa longitudinală.

Metadina permite asigurarea pornirii fără reostat la acționările trenurilor electrice, un domeniu larg de reglaj al vitezei și frînării pînă la viteze foarte mici. Schema de principiu a unei acționări este indicată în figura 5.84. Este un convertizor rotativ cu viteză constantă și cu două rînduri de perii dispuse în axa longitudinală (A_1A_2) și în axa transversală (A_3A_4); *1* și *2* sînt motoarele de tracțiune.

Curenții I_I și I_{II} produc fluxurile magnetice Φ_I și respectiv Φ_{II}; aceste fluxuri induc t.e.m. în înfășurarea de curent continuu. Aproximativ se poate scrie $U_r \approx E_I \approx k_{eI}\, n_c \Phi_{II} \approx K_I n_c I_{II}$ (t.e.m. E_I este indusă de fluxul Φ_{II}), pentru U_r = const. și n_c = const. rezultă I_{II} = const. (n_c — viteza convertizorului). Pe de altă parte din circuitul II rezultă $I_{II} = (U_r + E_{II} - 2E_{1m})/R$ unde R este rezistența totală a circuitului II, iar $E_{1m} = k_e n_m \Phi_m$ este t.e.m. a unui singur motor și $E_{II} \approx K_{II} I_I$. Din relațiile scrise se obține $U_r + K_{II} I_I - I_{II} R = 2k'_e n_m$. Se constată că I_I depinde de viteza motorului n_m. Pentru $n_m = 0$ se obține $I_I - U_r/K'_{II}$, adică curentul I_I este debitat de convertizor și deci t.e.m. E_{II} se opune tensiunii U_r, E_{II} joacă rolul unui reostat de pornire. Pe măsură ce viteza crește curentul I_I scade la zero după care schimbă de semn și deci schimbă de semn și E_{II}. Convertizorul transformă energie de tensiune constantă U_r și curent variabil I_I în energie de tensiune variabilă $U_r + E_{II}$ și curent constant I_{II}. Pentru a varia viteza de rotație a motoarelor de tracțiune se dispun pe statorul convertizorului două înfășurări de comandă: una în axa transversală care are rolul principal și alta în axa longitudinală. Fluxul Φ_c dat de înfășurarea transversală se opune fluxului și fluxul rezultant este $\Phi_{IIr} = \Phi_{II} - \Phi_c$ iar din ecuația $U_r = k_{eI}\, n_c \Phi_{IIr}$ rezultă că n_c variază cu Φ_c.

5.9.7. GENERATOR DE CURENT CONTINUU CU POLI DE DISPERSIE

În figura 5.85 și 5.86 se prezintă generatorul cu poli de dispersie. Acest generator are în zona neutră, poli de dispersie a căror înfășurare este conectată în serie cu înfășurarea rotorului. Polii de dispersie sînt legați cu polii principali, în sensul rotației, cu o punte magnetică.

La mersul în gol, (fig. 5.85) o parte a fluxului magnetic al polilor principali se închide prin puntea magnetică și fluxul magnetic prin întrefier este diminuat, în consecință t.e.m. indusă în înfășurarea rotorului este micșorată. Fluxul magnetic care se închide prin puntea magnetică este limitat prin practicarea unor goluri în punte.

Pentru sensul dat al curentului de sarcină, solenația înfășurării polilor de dispersie este de sens contrar în raport cu cel al polilor principali, astfel

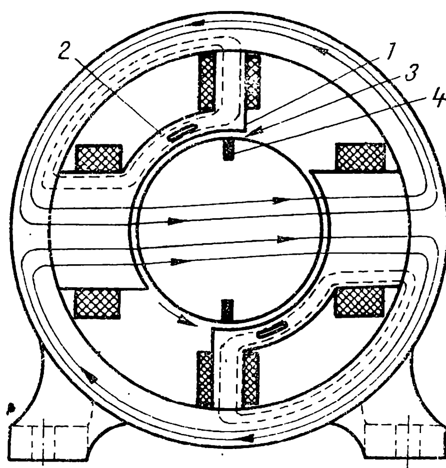


Fig. 5.85. Mașina de curent continuu cu poli de scăpări la mersul în gol.

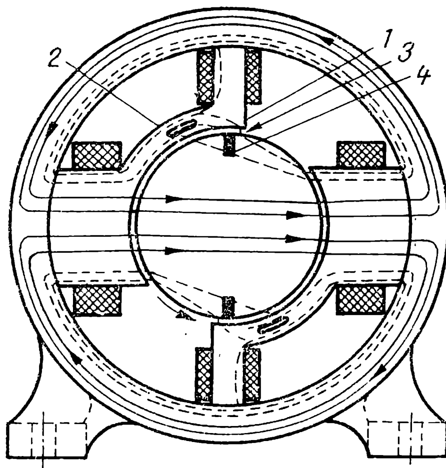


Fig. 5.86. Mașina de curent continuu cu poli de scăpări la mersul în sarcină.

în acest caz fluxul magnetic prin întrefier se mărește și ca urmare se mărește și t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică (fig. 5.86). La funcționarea în regim de motor, slăbirea fluxului magnetic din întrefier conduce la creșterea turației care nu trebuie să depășească turația admisibilă.

În regim de generator, tensiunea la borne rămîne aproximativ constantă de la gol la sarcina nominală. La suprasarcină tensiunea scade. Astfel de generatoare se pot folosi la încărcarea bateriilor de acumulatoare la tensiune constantă.

Dacă solenația înfășurării polilor de dispersie produce un flux magnetic de același sens cu cel al polilor principali atunci fluxul magnetic prin întrefier este mult diminuat și t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică este micșorată. Un astfel de generator se poate utiliza pentru sudură; la întreruperea arcului curentul prin înfășurarea polilor de dispersie este nul și fluxul magnetic prin întrefier crește, deci și tensiunea la borne, fapt care conduce la aprinderea arcului electric. Tensiunea de mers în gol nu trebuie să fie mai mare de 60 V, pentru a nu prezenta pericol de electrocutare. Intersecția dintre caracteristica externă și caracteristica arcului trebuie să fie un punct stabil, pentru o funcționare normală. La sudarea prin puncte se produc rapide scurtcircuite și generatorul funcționează în regim dinamic.

6.

MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV CU COLECTOR

Maşinile electrice de curent alternativ cu colector au statorul prevăzut cu înfăşurări care produc fie cîmpuri alternative, fie un cîmp magnetic învîrtitor şi rotorul cu una sau mai multe înfăşurări conectată la un colector. Armăturile feromagnetice ale acestor maşini sînt executate din tole, pentru reducerea pierderilor în fier. Maşinile de curent alternativ cu colector pot fi monofazate sau polifazate. După forma cîmpului magnetic se deosebesc maşini cu cîmp magnetic alternativ şi cu cîmp magnetic învîrtitor. Maşinile de curent alternativ cu colector funcţionează în majoritatea cazurilor în regim de motor.

6.1. MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV MONOFAZATE CU COLECTOR

În indusul unei maşini de curent alternativ cu colector iau naştere două feluri de tensiuni: o tensiune electromotoare statică, de transformare E_t datorită fluxului inductor care este variabil în timp şi o altă tensiune electromotoare de rotaţie E_r indusă datorită rotaţiei indusului într-un cîmp magnetic.

Tensiunea de rotaţie. Rotorul maşinii se învîrteşte cu turaţia constantă n într-un flux magnetic alternativ φ, de frecvenţă f. La un moment dat fluxul φ are o valoare cuprinsă între 0 şi Φ_m (Φ_m este valoarea maximă) cînd maşina se poate considera ca şi o maşină de curent continuu, şi dacă periile maşinii sînt aşezate în axa neutră geometrică (fig. 6.1), expresia t.e.m. instantance de rotaţie este $e_r = \frac{p}{a} n N \varphi$, iar valoarea efectivă a acesteia este

$$E_r = \frac{N f_r \Phi_m}{a \sqrt{2}} \tag{6.1}$$

în care $f_r = pn$ este frecvenţa de rotaţie a maşinii. Tensiunea E_r este proporţională cu turaţia n, are frecvenţa fluxului φ şi este în fază cu acesta.

Tensiunea de transformare (statică). Dacă axa periilor se suprapune peste axa fluxului magnetic φ, tensiunea de rotaţie este nulă. În schimb se

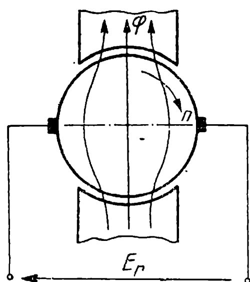


Fig. 6.1. Obţinerea tensiunii de rotaţie în cîmp alternativ.

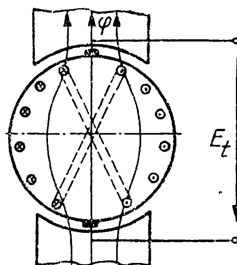


Fig. 6.2. Obţinerea tensiunii de transformare.

induce în rotor o t.e.m. de transformare E_t, deoarece cum se vede şi din figura 6.2, rotorul se comportă faţă de acest cîmp ca o bobină înlănţuită maximal. Din punct de vedere magnetic rotorul din figura 6.2 este echivalent cu unul bobinat din conductoare plasate simetric faţă de axa periilor. Tensiunea instantanee de transformare se obţine ca şi la un transformator cu relaţia $e_t = - w_2 d\varphi/dt$, iar valoarea efectivă a acesteia, ţinînd seama că în loc de w_2 se pune $\frac{N}{2 \cdot 2a}$, este $E_t = \frac{N}{2 \cdot 2a} \cdot 2\pi f \cdot \frac{\Phi_m}{\sqrt{2}}$. Ţinînd seama că suprafaţa spirelor rotorice variază sinusoidal după direcţia fluxului trebuie introdus în expresia tensiunii E_t coeficientul valorii medii $2/\pi$, aşa încît, valoarea efectivă a tensiunii de transformare este dată de relaţia

$$E_t = \frac{N f \Phi_m}{a\sqrt{2}}. \tag{6.2}$$

Tensiunea de transformare E_t are aceeaşi frecvenţă ca şi fluxul φ, dar este defazată cu $\pi/2$ grade electrice în urma acestuia.

Tensiunea rezultantă. Dacă axa periilor face unghiul α cu axa neutră geometrică a maşinii, atunci în înfăşurarea rotorică apar ambele tensiuni E_r şi E_t, ele fiind defazate în timp cu $\pi/2$, între perii tensiunea rezultantă E_e are expresia

$$E_e = \sqrt{(E_r \cos\alpha)^2 + (E_t \sin\alpha)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{N\Phi_m}{a} \sqrt{(f_r \cos\alpha)^2 + (f \sin\alpha)^2}. \tag{6.3}$$

Din relaţia (6.3) se deduce că dacă $\alpha = 0$, $E_e = E_r$ şi dacă $\alpha = \pi/2$, $E_e = E_t$, concluzii deja deduse în paragraful precedent. Dacă frecvenţa de rotaţie a maşinii este egală cu frecvenţa fluxului magnetic ($f_r = f$), maşina funcţionează la sincronism şi valoarea efectivă a tensiunii rezultante E_e nu depinde de poziţia periilor pe colector.

Cuplul maşinilor monofazate cu colector. Utilizînd valoarea instantanee a fluxului inductor φ şi a curentului rotoric i, putem compara maşina într-un moment cînd fluxul φ are o valoare cuprinsă între 0 şi Φ_m, cu o maşină de curent continuu, încît valoarea instantanee a cuplului este dat ca şi la maşina de curent continuu şi are expresia:

$$m = k_m \varphi i = k_m \Phi_m \sin\omega t \cdot \sqrt{2}\, I \sin(\omega t - \psi), \tag{6.4}$$

în care I este valoarea efectivă a curentului rotoric, iar ψ este unghiul de defazaj dintre curentul rotoric și cel statoric (respectiv și fluxul φ).

Cuplul activ al maşinii de curent alternativ este egal cu media cuplului instantaneu în decurs de o perioadă şi are expresia:

$$M = \frac{1}{T}\int_0^T m \, \mathrm{d}\, t = \frac{1}{\sqrt{2}} k_m \Phi_m I \cos \psi = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{p N}{2 \pi a} \cdot \Phi_m I \cos \psi. \quad (6.5)$$

Conform relației (6.5), la anumite pierderi și o anumită solicitare magnetică, o mașină cu colector dezvoltă un cuplu mediu care este de $\sqrt{2}$ ori mai mic decît în c.c. Din acest motiv, la aceeași putere și aceeași turație mașinile de curent alternativ cu colector au dimensiunile mai mari decît cele de curent continuu.

Cuplul M depinde de unghiul ψ. La motorul serie monofazat $\psi = 0$ şi cuplul M este maxim. Dacă motorul este derivație și inductorul ar avea o inductivitate foarte mare (spire foarte multe), ψ ar avea o valoare apropiată de 90° și cuplul ar rezulta aproape nul. Expresia (6.5) a cuplului se poate pune sub o altă formă în care să apară tensiunea de rotație E_r, astfel:

$$M = \frac{E_r I \cos \psi}{2 \pi n} = \frac{P}{2 \pi n}. \quad (6.6)$$

Unghiul ψ este defazajul dintre i și φ și totodată dintre E_r și I, iar P este puterea electromagnetică (interioară) a mașinii ($P = E_r I \cos\psi = 2\pi n M$) și corespunde sumei dintre puterea mecanică cedată pe la arbore și pierderile mecanice care au loc în mașină în regim de motor și diferenței acestora în regim de generator.

Comutația. La mașinile de curent alternativ cu colector curenții prin căile înfășurării sînt variabili în timp și nu mai sînt constanți ca în cazul mașinii de curent continuu. La un moment dat curenții prin conductoarele rotorice au sensul ca în figura 6.3, *a* și variază în timp după o anumită lege. Pentru rotorul considerat în figura 6.3, *a* sînt două căi de înfășurare prin care circulă curenții i_1 respectiv i_2, care sînt în opoziție de fază. Comutația modifică valoarea de la i_1 la valoarea i_2 și invers. Acest interval depinde de turația mașinii și are valori uzuale în gama $(0{,}003 \div 0{,}005)T$. Curenții care comută sînt prezentați în figura 6.3, *b*. Din această figură se deduce că sînt momente în care curentul de comutație este nul și altele în care variația curentului este egală cu aproape de două ori valoarea sa maximă.

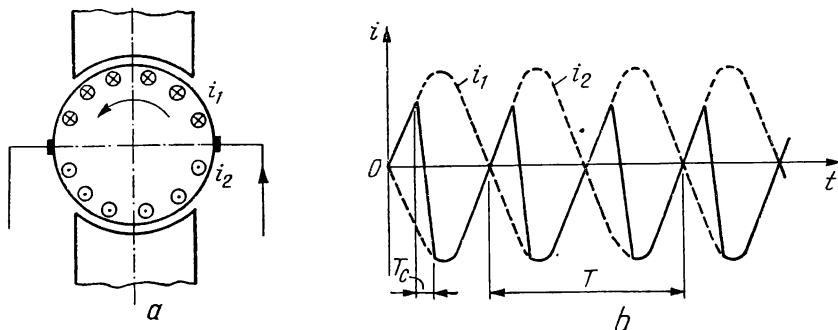


Fig. 6.3. Comutația la mașinile de curent alternativ cu colector:
a — curenții căilor de înfășurare; *b* — variația în raport cu timpul a curentului dintr-o bobină a indusului.

Curentul i_p are expresia $i_p = i_1 - i_2$ și reprezintă la un moment dat segmentul dintre curbele i_1 și i_2 din figura 6.3, *b*. Dacă curentul periei este sinusoidal în timp, curenții rotorici variază tot sinusoidal, dar cu discontinuități corespunzătoare momentelor de comutație. Comutația unei mașini de curent alternativ cu colector este mai grea decît la o mașină de curent continuu pentru că există momente în care comutația se produce la curentul maxim al periei.

T.e.m. rezultantă indusă în bobina care comută are trei componente: prima de autoinducție U_a indusă prin variația curentului bobinei care comută de la i_1 la i_2, a doua indusă prin rotație U_r de către cîmpul magnetic din axa q a mașinii și a treia indusă static U_t de către cîmpul magnetic din axa *d*. Apariția scînteilor la colector este condiționată de mărimea tensiunii de scînteie U_s a mașinii, egală cu suma fazorială a celor trei tensiuni $\underline{U}_s = \underline{U}_a + \underline{U}_r + \underline{U}_t$. Experimental s-a constatat că valoarea maximă a lui $\underline{U}_s$ în regim de funcționare este de circa (1,5 ÷ 2)V la periile electrografitate, de circa (2 ÷ 2,5)V la periile speciale, iar la pornire de (3 ÷ 3,7)V la periile electrografitate. Componentele $\underline{U}_a$ și $\underline{U}_r$ sînt proporționale cu turația, iar $\underline{U}_t$ este independentă de turație. La turație nenulă, există posibilitatea compensării tensiunii $\underline{U}_s$ cu ajutorul polilor de comutație. La turație nulă (la pornire) rămîne componenta $\underline{U}_t$ care nu se poate compensa. Singura măsură care se ia, constă în a dimensiona mașina în așa fel încît la pornire $\underline{U}_t$ să nu depășească limitele indicate pentru tipul respectiv de perie.

6.1.1. MAȘINA SERIE MONOFAZATĂ CU COLECTOR

Statorul mașinii este realizat din tole, care pentru o mașină tetrapolară au forma indicată în figura 6.4 (dinții mai mari sînt polii de comutație). Rotorul este identic cu al unei mașini obișnuite de curent continuu.

În crestăturile statorice sînt plasate înfășurarea de excitație *E*, sub formă concentrată, înfășurarea polilor de comutație *C* și înfășurarea de compensație *K* plasată în crestăturile prevăzute în tălpile polilor de excitație. Înfășurarea de compensare ajută la îmbunătățirea factorului de putere al mașinii. Regimul de funcționare cel mai întîlnit al mașinii monofazate cu colector este cel de motor, folosit mai ales în tracțiunea electrică. La puteri sub 0,5 kW mașina se construiește fără poli de comutație și fără înfășurare de compensație, fiind utilizată atît în curent continuu cît și în curent alternativ, numindu-se *motor universal*.

Schema electrică a mașinii monofazate serie este dată în figura 6.5.

Ecuațiile mașinii. După axa *d* a mașinii există cîmpul de excitație al acesteia, iar după axa *q* numai cîmpul datorat comutației deoarece cîmpul dat de reacția indusului este anulat de înfășurarea de compensație *K*.

Se notează cu R_E, R_2, R_c, R_k și $L_{E\sigma}$, $L_{2\sigma}$, $L_{c\sigma}$, $L_{k\sigma}$, rezistențele și respectiv inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor de excitație, a indusului, (rotorului), a comutației și de compensare ale mașinii. Notăm de asemenea cu R_1 și $L_{1\sigma}$ sumele acestora adică $R_1 = R_E + R_2 + R_c + R_k$; $L_{1\sigma} = L_{E\sigma} + L_{2\sigma} + L_{c\sigma} + L_{k\sigma}$.

Mașina serie monofazată este nelineară datorită caracteristicii de magnetizare nelineare a acesteia. Se obțin rezultate bune din punct de vedere practic, dacă mașina se consideră lineară, nesaturată. În regim sinusoidal,

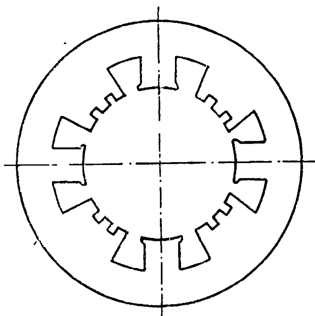


Fig. 6.4. Tolă statorică a unei mașini monofazate serie.

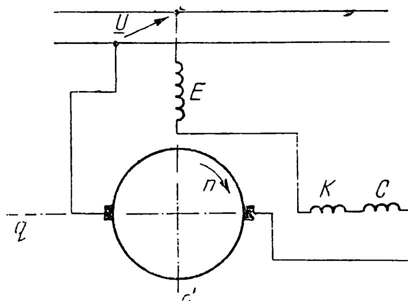


Fig. 6.5. Schema electrică a mașinii serie monofazate.

se poate deci utiliza calculul în complex, încît ecuația de tensiuni a mașinii, neglijînd pierderile în fier, este:

$$\underline{U} = R_1 \underline{I} + j\,\omega L_{1\sigma} \underline{I} - \underline{E}_E + \underline{E}_r \tag{6.7}$$

în care $\underline{E}_E$ este t.e.m. indusă de fluxul de excitație al mașinii în înfășurarea de excitație, iar E_r este t.e.m. de rotație a mașinii. Dacă J este momentul de inerție al maselor în mișcare, M cuplul electromagnetic iar M_m momentul mecanic de rotație la arbore, ecuația mișcării devine:

$$M + M_m = \frac{J}{p} \frac{\mathrm{d}^2 \theta}{\mathrm{d}\, t^2} \tag{6.8}$$

θ fiind unghiul electric dintre axa înfășurării de excitație statorică și o axă fixă solidară cu rotorul.

Reprezentarea fazorială a ecuației (6.7) este dată în figura 6.6. Din această figură reiese că cu cît turația mașinii este mai mare, crește și tensiunea E_r și unghiul φ scade, adică factorul de putere al mașinii crește. Din ecuația (6.7) se deduce curentul de pornire al motorului serie, avînd expresia ($\underline{E}_r = 0$)

$$I_p = \frac{U}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_{1\sigma} + \omega L_E)^2}} \tag{6.9}$$

în care L_E este inductivitatea utilă a înfășurării de excitație. Se constată că față de motorul serie de curent continuu unde $I_p = U/R_1$, motorul serie cu colector de curent alternativ, are curentul de pornire mai mic.

Cuplul mașinii. Se determină cu relația (6.5) în care evident $\psi = 0$ și rezultă

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} k_m \Phi_E I. \tag{6.10}$$

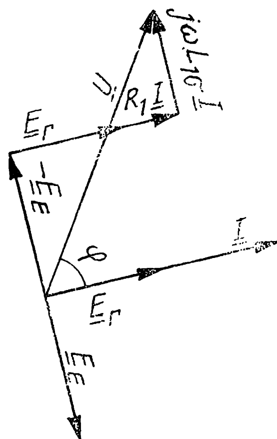


Fig. 6.6. Diagrama fazorială a mașinii serie monofazate.

Reglajul vitezei. Din ecuația de tensiuni a motorului rezultă că la cuplu constant, deci la

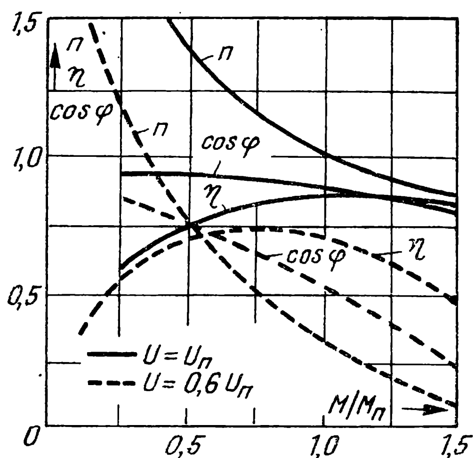


Fig. 6.7. Caracteristicile de funcționare ale mașinii serie monofazate.

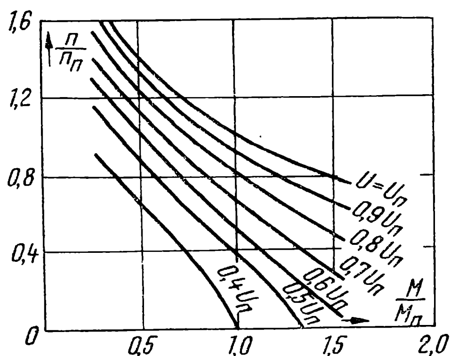


Fig. 6.8. Caracteristicile mecanice ale motorului serie monofazat.

curent I practic constant, tensiunea E_r este aproximativ proporțională cu U, adică $E_r \sim kU$. Din relația (6.1) rezultă

$$n = \frac{kUa\sqrt{2}}{Np\Phi_m} \sim K'\frac{U}{\Phi_m} \tag{6.11}$$

adică turația este proporțională cu tensiunea mașinii și invers proporțională cu fluxul magnetic. Deci turația motorului serie monofazat se poate regla, la cuplu constant, fie prin variația curentului de excitație (prin șuntarea unei părți a înfășurării de excitație), metodă neeconomică datorită pierderilor care se produc în rezistențele de șuntare, fie prin variația tensiunii de alimentare U (cu un autotransformator sau cu un transformator cu prize), metodă realizată practic fără pierdere de energie.

Pornind de la ecuațiile (6.1), (6.2), (6.5) ÷ (6.8) ale motorului serie, se determină caracteristicile de funcționare ale acestuia care sînt prezentate în figurile 6.7 și 6.8. Din caracteristicile date în figura 6.7 determinate experimental la funcționarea motorului în sarcină se vede că pentru tensiunea nominală și cuplul nominal, factorul de putere și randamentul motorului au valori relativ mari ceea ce face ca acesta să fie competitiv din punct de vedere energetic.

6.1.2. MAȘINA CU REPULSIE

Mașina cu repulsie se execută de obicei pentru puteri mijlocii și mici sub două forme constructive de bază: mașină cu o singură înfășurare statorică și perii deplasabile pe colector și mașină cu două înfășurări în stator și perii fixe. Principial între cele două tipuri de mașini nu există deosebiri. Schemele electrice ale acestor mașini sînt date în figura 6.9. Față de mașina serie monofazată, mașina cu repulsie are avantajul că i se poate modifica ușor turația prin deplasarea periilor pe colector, precum și că înfășurarea rotorică se poate dimensiona pentru tensiunea optimă, ea fiind separată de rețea. Periile se scurtcircuitează printr-un conductor metalic flexibil.

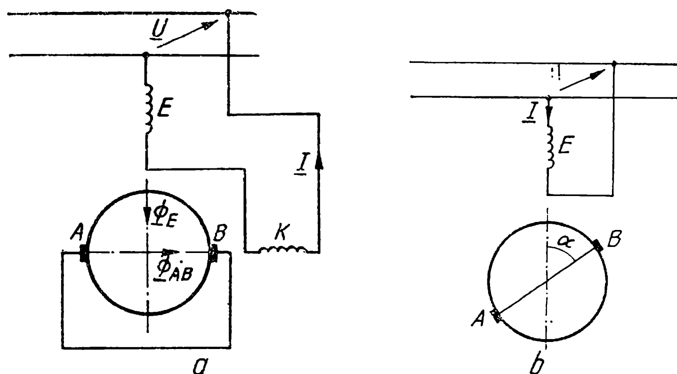


Fig. 6.9. Maşina cu repulsie:
a — cu două înfăşurări în stator şi perii fixe; *b* — cu o singură înfăşurare în stator şi perii deplasabile.

Caracteristicile maşinii cu repulsie se aseamănă cu cele ale maşinii serie monofazate. Funcţionarea motorului cu repulsie se bazează pe faptul că o spiră în scurtcircuit, mobilă în jurul unui ax, aşezată într-un cîmp magnetic alternativ, tinde să se învîrtească în jurul axului pînă ce planul său devine paralel cu direcţia liniilor de cîmp magnetic, deoarece în această poziţie curentul indus în spiră se anulează (corespunde energiei magnetice înmagazinate minime). Dacă în locul unei singure spire avem un indus cu un număr mare de astfel de spire, se obţine o rotaţie continuă a acestuia. Fenomenul se reduce la respingerea (repulsia) spirelor în scurtcircuit parcurse de curent de către cîmpul magnetic. De aici aceste motoare se numesc „cu repulsie".

Maşina cu repulsie are, în regim de motor, un cuplu mare de pornire cuprins, între 1,5 şi 4,5 ori cuplul nominal, cînd curentul de pornire este între 2,5 şi 4,5 ori curentul nominal. Prin deplasarea periilor pe colector turaţia variază în limite de $0{,}7 \div 1{,}1$ ori turaţia sincronă, la cuplul nominal şi în limite de $0{,}4 \div 1{,}2$ ori turaţia sincronă la cuplu redus. Limita superioară a turaţiei este limitată de comutaţie şi cea inferioară de răcirea maşinii.

a) *Maşina cu repulsie cu două înfăşurări statorice şi perii fixe.* Schema maşinii este prezentată în figura 6.9, *a*. Înfăşurările E şi K sînt înseriate şi produc fluxuri magnetice decalate în spaţiu cu 90°. Periile A—B sînt scurtcircuitate şi au axa în continuarea axei înfăşurării K.

Ecuaţiile maşinii. Înfăşurarea E produce în maşină fluxul $\underline{\Phi}_E$ în fază cu curentul $\underline{I}$ (se neglijează pierderile în fier), care acţionează în spaţiu după axa normală pe axa periilor. Fluxul produs de înfăşurarea K este în lungul axei periilor şi produce în înfăşurarea rotorică prin efect de transformare (pe cale statică) un curent I_2 (indicele *2* se referă la înfăşurarea rotorică). Solenaţiile $\underline{\theta}_k$ şi $\underline{\theta}_2$ produse de curenţii $\underline{I}$ şi $\underline{I}_2$ în primarul respectiv secundarul „transformatorului" K—R, se compun într-o solenaţie rezultantă $\underline{\theta}_{AB}$, care produce, în fază cu ea, un flux rezultant $\underline{\Phi}_{AB}$ dirijat în spaţiu după axa AB a periilor şi defazat faţă de curentul $\underline{I}$ cu un unghi β. Prin urmare după axa periilor, în maşină, acţionează fluxul $\underline{\Phi}_{AB}$ şi după axa normală pe ea, fluxul $\underline{\Phi}_E$. Aceste fluxuri produc la periile A—B două t.e.m. şi anume fluxul $\underline{\Phi}_{AB}$ produce pe cale statică (prin transformare) t.e.m. $\underline{E}_{2t}$,

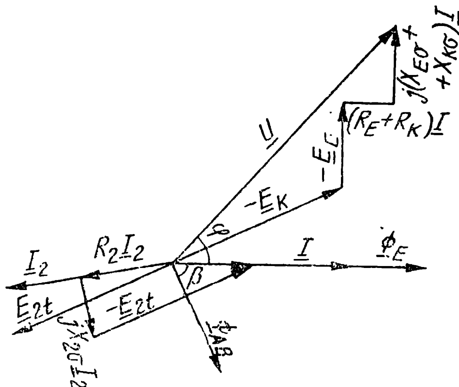


Fig. 6.10. Diagrama fazorială a mașinii cu repulsie.

iar fluxul $\underline{\Phi}_E$ produce o t.e.m. de rotație E_{2r}. Dacă R_2 este rezistența înfășurării rotorice între periile A și B, iar $X_{2\sigma}$ reactanța de dispersie a rotorului, ecuația de tensiune rotorică se scrie sub forma:

$$0 = R_2 \underline{I}_2 + j X_{2\sigma} \underline{I}_2 - \underline{E}_{2t} - \underline{E}_{2r}. \tag{6.12}$$

Fluxurile alternative $\underline{\Phi}_E$ și $\underline{\Phi}_{AB}$ produc în înfășurările statorice t.e.m. statice $\underline{E}_E$ și $\underline{E}_k$, defazate cu $\pi/2$ față de fluxurile respective. Ecuația de tensiuni statorice se scrie astfel:

$$\underline{U} = (R_E + R_K) \underline{I} + j\omega (L_{E\sigma} + L_{K\sigma}) \cdot \underline{I} - \underline{E}_E - \underline{E}_K \tag{6.13}$$

în care R_E, R_K și $L_{E\sigma}$, $L_{K\sigma}$ sînt rezistențele și respectiv inductivitățile de dispersie ale înfășurărilor E și K. Cu ajutorul ecuațiilor (6.12) și (6.13) se poate construi diagrama fazorială a mașinii, cum se arată în figura 6.10. Fazorul $\underline{U}$ obținut din diagramă este defazat față de curentul $\underline{I}$ cu unghiul φ care ne dă factorul de putere al mașinii.

Fluxurile $\underline{\Phi}_E$ și $\underline{\Phi}_{AB}$ sînt decalate în spațiu cu $\pi/2$ iar în timp cu unghiul β, a cărui valoare este apropiată de $\pi/2$. Ele formează deci un cîmp magnetic învîrtitor eliptic. Pentru viteza de sincronism ($pn = f$) cîmpul eliptic devine aproape circular.

Cuplul mașinii. Deoarece, abstracție făcînd de semn, curentul $\underline{I}_2$ este aproximativ în fază cu fluxul $\underline{\Phi}_E$, dacă în formula (6.5) $\cos\psi = \cos(\underline{I}_2, \underline{\Phi}_E) \simeq 1$, atunci cuplul mașinii se deduce cu relația

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot k_m \Phi_E I_2 \tag{6.14}$$

unde $\underline{\Phi}_E$ este valoarea maximă a fluxului înfășurării E, iar $\underline{I}_2$ este valoarea efectivă a curentului rotoric. Prin urmare mașina cu repulsie prezintă caracter de mașină monofazată serie. Mașina cu repulsie are reacția indusului compensată total de înfășurarea K. La pornire, mașina cu repulsie se comportă la fel cu mașina monofazată serie. În timpul funcționării însă, comutația mașinii cu repulsie este mai bună decît a motorului serie, deoarece la sincronism fluxul $\underline{\Phi}_{AB}$ compensează în întregime t.e.m. statică de comutație și procesul de comutație este determinat numai de tensiunea de autoinducție de comutație.

b) *Mașina cu repulsie cu o înfășurare în stator și perii deplasabile.* Axa periilor poate face cu axa înfășurării de excitație E unghiul α variabil (fig. 6.9, *b*). Pentru $\alpha = \pi/2$, fluxul de excitație este în cuadratură cu axa periilor. În această situație tensiunea indusă static este nulă. Curentul rotoric este nul și deci și cuplul e nul. Motorul nu poate porni în acest caz deoarece nu are cuplu de pornire. Acest regim se numește de mers în gol (fig. 6.11, *a*). Pentru $\alpha = 0$ cîmpul magnetic de excitație înlănțuie maximal înfășurarea rotorică și deci curentul rotoric este maxim. Fluxul de reacție al rotorului anulează fluxul de excitație și prin urmare și în acest caz cuplul mașinii

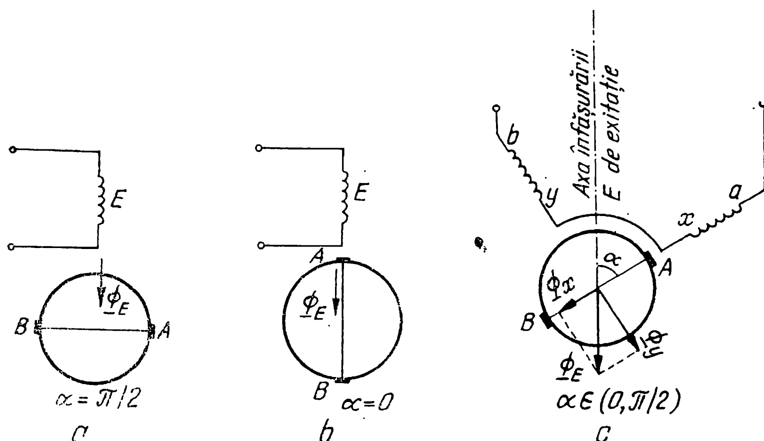


Fig. 6.11. Mașina cu repulsie cu o înfășurare în stator și perii deplasabile:

a — poziția periilor la mersul în gol; *b* — poziția periilor la mersul în scurtcircuit; *c* — poziția periilor pentru un unghi α oarecare.

este nul. Acest regim se numește de scurtcircuit (fig. 6.11, *b*). Între cele două poziții extreme ale periilor cuplul mașinii admite un maxim.

Pentru o valoare oarecare $\alpha \in (0, \pi/2)$ putem presupune că fluxul $\underline{\Phi}_E$ dat de înfășurarea de excitație se descompune în două componente: prima $\underline{\Phi}_x = \underline{\Phi}_E \cos \alpha$, paralelă cu axa periilor A—B și a doua $\underline{\Phi}_y = \underline{\Phi}_E \sin \alpha$ perpendiculară pe această axă. Dacă w_E este numărul de spire al înfășurării E, este ca și cum cele două componente ale fluxului ar fi date de două înfășurări fictive: una avînd $w_x = w_E \cos \alpha$ spire, cu axa paralelă cu axa periilor și cealaltă avînd $w_y = w_E \sin \alpha$ spire cu axa perpendiculară pe axa periilor. În acest fel, mașina cu repulsie cu înfășurare statorică unică și perii deplasabile constituie pentru fiecare poziție a periilor, un tip particular de motor cu repulsie cu două înfășurări statorice și perii fixe, înfășurarea cu w_x spire corespunzînd înfășurării K și înfășurarea cu w_y spire corespunzînd înfășurării E din figura 6.9, *a*. Așadar condițiile de funcționare ale acestei mașini și diagramele fazoriale sînt identice cu ale mașinilor cu repulsie și cu perii fixe, cu două înfășurări statorice, prezentate în paragraful precedent.

Caracteristicile de funcționare. Pentru o poziție a periilor corespunzătoare unui unghi α, cuplul mașinii este dat de expresia:

$$M = k_m \Phi_y I_2 \qquad (6.15)$$

în care Φ_y este proporțional cu produsul $w_y I$ (mașina este nesaturată) adică cu $w_E I \sin \alpha$. Neglijînd curentul de magnetizare al transformatorului format de înfășurarea cu w_x spire și înfășurarea rotorului avem:

$$I_2/I = w_x/w_2 = w_E \cos \alpha/w_2, \text{ adică } I_2 = I\, w_E \cos \alpha/w_2.$$

În acest fel cuplul mașinii dat de relația (6.15) devine:

$$M = k_m^* I^2 \sin 2\alpha \qquad (6.16)$$

în care k_m^* este o constantă. Din relația (6.16) se deduce că valoarea maximă a cuplului se obține pentru $\alpha = 45°$. În realitate dacă se ține seama

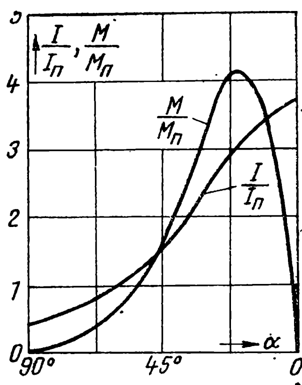


Fig. 6.12. Caracteristicile cuplului și curentului motorului cu repulsie cu o înfășurare în stator și perii deplasabile.

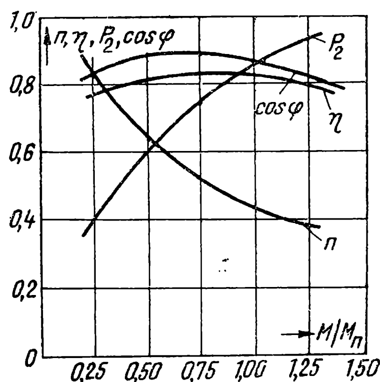


Fig. 6.13. Caracteristicile de funcționare ale motorului cu repulsie cu o înfășurare în stator și perii deplasabile.

de influența scăpărilor în mașină, de saturație și de alți factori secundari, se constată că cuplul maxim corespunde unui unghi sensibil mai mic de 45°. În figura 6.12 se trasează în unități relative, caracteristicile $M/M_n = f_1(\alpha)$ și $I/I_n = f_2(\alpha)$, iar în figura 6.13 se prezintă, tot în unități relative, caracteristicile P_2, η, n, $\cos\varphi = f(M/M_n)$ pentru decalajul α corespunzător cuplului maxim. Caracteristicile mecanice ale motorului pentru diferite valori ale unghiului α se arată în figura 6.14.

Pornirea motorului se face din poziția $\alpha = \pi/2$ într-un sens sau în altul. Poziția de pornire a periilor este și poziția de schimbare a sensului de rotație. La cuplu rezistent constant se poate obține o reglare a turației de (0,5 ÷ 1,1) ori turația de sincronism, iar la putere constantă reglarea turației se poate face de (0,75 ÷ 1,1) ori turația de sincronism.

Periile neavînd o poziție fixă pe colector mașinile cu repulsie și perii deplasabile nu pot fi prevăzute cu poli de comutație.

Mașina cu repulsie cu perii deplasabile se poate construi într-o variantă constructivă *avînd o înfășurare statorică și două perechi de perii deplasabile AB* și *A'B'*, fiecare legate între ele în scurtcircuit (fig. 6.15). Pe-

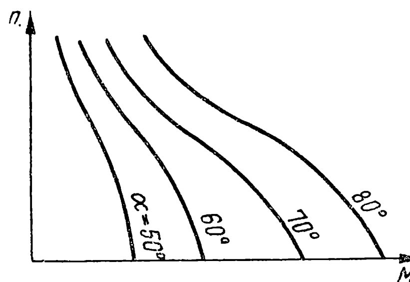


Fig. 6.14. Caracteristicile mecanice ale motorului cu repulsie cu o înfășurare în stator și perii deplasabile.

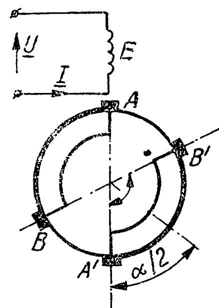


Fig. 6.15. Mașina cu repulsie cu o înfășurare statorică și două perechi de perii deplasabile.

riile A și A' sînt fixe în spațiu, decalate între ele cu unghiul π, axa lor fiind aceeași cu axa înfășurării statorice E. Periile B și B' sînt mobile și se deplasează simultan cu același unghi față de periile fixe. Avantajele acestei mașini în raport cu cea cu un singur rînd de perii constau în faptul că turația se reglează mai fin, deoarece cuplul mașinii este $M = k_m^* I_2 \sin \alpha$ variind cu unghiul α în loc de 2α și comutația este mai bună. Are însă dezavantajul de a fi mai complicată din punct de vedere al construcției și al exploatării. Mașina aceasta se construiește pentru puteri relativ mici și are practic aceleași caracteristici de sarcină ca și mașina cu un singur rînd de perii.

6.2. MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV TRIFAZATE CU COLECTOR

Aceste mașini au un stator, în general similar cu al unei mașini asincrone, și un rotor similar cu al unei mașini de curent continuu. Statorul și rotorul sînt echipate cu înfășurări.

În afară de aceste înfășurări pot exista și altele cu scopuri speciale.

În raport cu numărul de perii pe colector, se deosebesc mașini cu simplu sistem de perii care au trei perii pe dublul pas polar și mașini cu dublu *sistem de perii care au șase perii pe dublu pas polar. Ultimele au o comutație* mai bună în raport cu primele. Mașinile trifazate cu colector, față de mașinile asincrone, au avantajul unui reglaj economic al turației și al unui factor de putere mai bun, dar au construcție și întreținere mai complicate.

Există două categorii de motoare trifazate cu colector: unele cu caracteristică serie a vitezei și altele cu caracteristică derivație.

6.2.1. MAŞINA TRIFAZATĂ DERIVAŢIE CU COLECTOR ALIMENTATĂ PRIN ROTOR CU DOUĂ RÎNDURI DE PERII MOBILE

Schema de principiu a mașinii este prezentată în figura 6.16. Pe rotor sînt dispuse două înfășurări: una trifazată de curent alternativ cu inele și alta de curent continuu cu colector. Înfășurarea trifazată rotorică se leagă în stea și se alimentează de la rețeaua de alimentare de tensiune constantă U_1 și frecvență constantă f_1. Înfășurarea statorică a motorului este trifazată și este conectată cu începuturile A, B, C la sistemul de perii a_1, a_2, a_3 și cu sfîrșiturile X, Y, Z, la sistemul de perii a_2, b_2, c_2. Cele două sisteme de perii care leagă electric înfășurarea statorică la înfășurarea de curent continuu de pe rotor, se deplasează pe colectorul mașinii în sens invers cu ajutorul unui dispozitiv mecanic, astfel încît unghiul 2α dintre periile a_1, a_2; b_1 b_2; c_1, c_2 să poată fi variat între zero și o anumită valoare maximă.

Prin alimentarea înfășurării rotorice trifazate cu tensiune, ia naștere în această înfășurare un cîmp magnetic învîrtitor căruia îi corespunde fluxul magnetic Φ, care induce în înfășurarea statorică o t.e.m. $E_{2s} = sE_2$ de frecvență $f_2 = sf_1$, alunecarea s depinzînd de viteza de rotație a rotorului, (tensiunea E_2 ar fi indusă în stator cînd rotorul mașinii este imobil). Același flux magnetic Φ produce în înfășurarea de curent continuu de pe rotor, între perii, o t.e.m. E_k, a cărei mărime este dată de decalajul 2α dintre periile omoloage și a cărei frecvență este tot $f_2 = sf_1$. T.e.m. E_k este transmisă

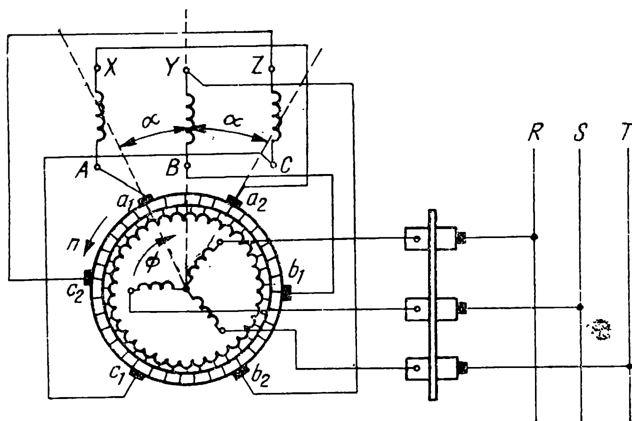


Fig. 6.16. Schema maşinii trifazate, derivaţie cu colector, alimentată prin rotor cu două rînduri de perii mobile.

electric statorului; prin urmare, t.e.m. rezultantă din stator va fi $sE_2 + E_k$, dacă E_k are acelaşi sens cu sE_2. Odată cu creşterea t.e.m. din stator creşte şi curentul indus I_2 şi în acelaşi timp creşte şi cuplul electromagnetic al maşinii în raportul $(sE_2 + E_k)/sE_2$. Deoarece cuplul rezistent la arbore rămîne constant, mărirea cuplului electromagnetic duce la mărirea turaţiei maşinii pînă cînd scăderea alunecării duce la stabilirea echilibrului. Maşina funcţionează la o nouă alunecare s_k dată de relaţia $s_k E_2 = sE_2 - E_k$, care se mai poate scrie sub forma

$$s_k = s - \frac{E_k}{E_2}, \tag{6.17}$$

Se constată că prin introducerea în stator a t.e.m. E_k în fază cu tensiunea E_{2s}, alunecarea maşinii scade deci viteza creşte. Dacă $E_k/E_2 > s$, alunecarea s_k devine negativă şi maşina funcţionează la suprasincronism Printr-un raţionament analog deducem că dacă t.e.m. suplimentară E_k este în opoziţie de fază cu t.e.m. principală E_{2s}, expresia alunecării s_k va fi:

$$s_k = s + \frac{E_k}{E_2}, \tag{6.18}$$

în care caz turaţia maşinii scade odată cu creşterea lui E_k.

Reglajul vitezei. Să urmărim funcţionarea maşinii pe o singură fază, de exemplu fază $A—X$, aceleaşi fenomene apărînd simultan, în mod identic şi în celelalte două faze. Fie poziţia iniţială a periilor a_1' şi a_2' în care acestea se află chiar pe axa înfăşurării statorice $A—X$ $(2\alpha = 0)$. În această situaţie $E_k = 0$ şi maşina funcţionează ca o maşină asincronă obişnuită cu alimentare rotorică, al cărui rotor se învîrteşte în sens invers cîmpului magnetic învîrtitor. Dacă decalăm periile cu unghiul 2α cum se arată în figura 6.17, *a* apare t.e.m. E_k care se suprapune peste t.e.m. statorică fiind în opoziţie de fază, turaţia maşinii scăzînd odată cu creşterea unghiului 2α. (turaţii subsincrone). Dacă deplasăm periile cum se arată în figura 6.17, *b* tensiunile E_{2s} şi E_k sînt în fază deci odată cu creşterea lui 2α creşte şi turaţia maşinii (turaţii suprasincrone). Deoarece t.e.m. E_k este proporţională cu numărul de spire al înfăşurării de curent continuu cuprinse pe rotor între

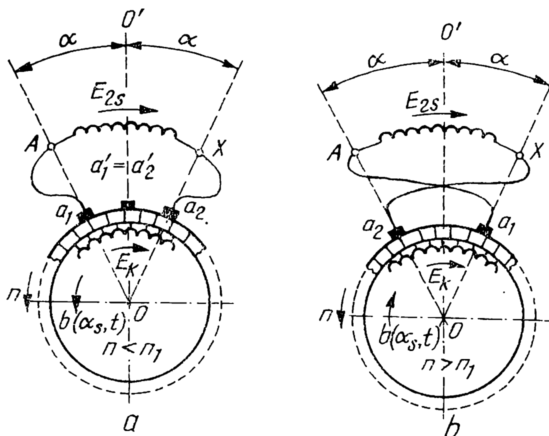


Fig. 6.17. Conectarea înfășurărilor statorice la colector pentru mașina derivație, alimentată prin rotor: *a* — tensiunile E_{2s} și E_k sînt în antifază; *b* — tensiunile E_{2s} și E_k sînt în fază.

periile a_1 și a_2, rezultă că viteza motorului este minimă pentru $\alpha = +\pi/2$ și maximă pentru $\alpha = -\pi/2$.

Ecuațiile mașinii. Dacă $\underline{U}_1$ este tensiunea aplicată rotorului, R_1 și $L_{1\sigma}$ sînt parametrii pe fază ai rotorului, ecuația de tensiuni a acestuia se scrie:

$$\underline{U}_1 = R_1 \underline{I}_1 + j\,\omega L_{1\sigma} \underline{I}_1 - \underline{E}_1. \tag{6.19}$$

Fie $\underline{I}_2$ curentul secundar (statoric) al mașinii corespunzător t.e.m. sE_2, care la cuplu rezistent constant, rămîne constant. Se notează cu $\underline{I}_{2k}$ curentul secundar fictiv corespunzător t.e.m. suplimentare $\underline{E}_k$ și $\underline{I}_{2s}$ curentul corespunzător tensiunii $s_k \underline{E}_2$. Luînd în seamă relația (6.18) se poate scrie relația, în mărimi raportate la primar (la rotor)

$$\underline{I}_2' = \underline{I}_{2s}' - \underline{I}_{2k}' \tag{6.20}$$

relație care se aplică pentru situația desenată în figura 6.17, *a*.

Relația între curenții primar și secundar va fi:

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_0 - \underline{I}_2' = \underline{I}_0 - \underline{I}_{2s}' + \underline{I}_{2k}' \tag{6.21}$$

în care $\underline{I}_0$ este curentul de mers în gol al mașinii, ecuația referindu-se la figura 6.17, *a*.

Diagrama fazorială. Pentru poziția periilor ca în figura 6.17, *a*, diagrama fazorială se prezintă în figura 6.18. Asemănător se poate construi și diagrama fazorială a mașinii pentru cazul poziției periilor ca în figura 6.17, *b* cînd mașina funcționează la turații suprasincrone.

Compensarea factorului de putere. La viteza subsincronă, mașina derivație cu alimentare rotorică funcționează cu un factor de putere mic. Îmbunătățirea acestuia se poate face decalînd axa OO'' a înfășurării de curent continuu cuprinsă între periile a_1 și a_2 în raport cu axa OO' a înfășurării statorice AX, cu unghiul β în sens contrar sensului de rotație al cîmpului învîrtitor (fig. 6.19).

Acest lucru se poate realiza practic decalînd periile a_1 și a_2 cu unghiuri inegale α_1 și α_2 în raport cu axa OO'. ($\beta = (\alpha_1 - 2\alpha_2)/2$).

Fig. 6.18. Diagrama fazorială a mașinii trifazate derivație, alimentată prin rotor.

Fig. 6.19. Decalarea periilor mașinii trifazate derivație alimentată prin rotor, pentru compensarea factorului de putere.

În acest fel, t.e.m. suplimentară $\underline{E}_k$ se defazează cu unghiul β înaintea tensiunii E_{2s}. Aceasta atrage după sine, în diagrama fazorială din figura 6.18, micșorarea unghiului φ între tensiunea $\underline{U}_1$ și curentul $\underline{I}_1$, prin urmare mărirea factorului de putere cosφ al mașinii.

Caracteristicile mașinii. Caracteristicile de funcționare ale mașinii derivație cu alimentare prin rotor sînt funcție de unghiul de decalaj al periilor pe colector. În gol, turația motorului se poate regla în limitele 1 ÷ 3 cînd α variază între +90° și −90°. În figura 6.20 se reprezintă caracteristicile mecanice $n = f(M)$ ale mașinii, iar în figurile 6.21 și 6.22 caracteristicile factorului de putere și ale randamentului, pentru diferite valori ale unghiului α. Cuplul de pornire și curentul de pornire al motorului sînt funcție de unghiul α așa cum rezultă și din figura 6.23.

Mașinile trifazate cu colector derivație cu alimentare prin rotor se construiesc pentru puteri de pînă la (250 ÷ 300) kW. Puterile acestor motoare sînt limitate de condițiile de comutație. Ele se utilizează în industria hîrtiei, a cauciucului, în industria poligrafică, la fabricile de ciment, în industria textilă etc.

Fig. 6.20. Caracteristicile mecanice ale mașinii trifazate derivație alimentată prin rotor.

Fig. 6.21. Caracteristicile factorului de putere pentru mașina trifazată derivație alimentată prin rotor.

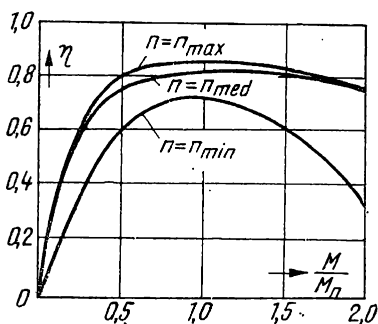


Fig. 6.22. Caracteristicile randamentului mașinii trifazate derivație alimentată prin rotor.

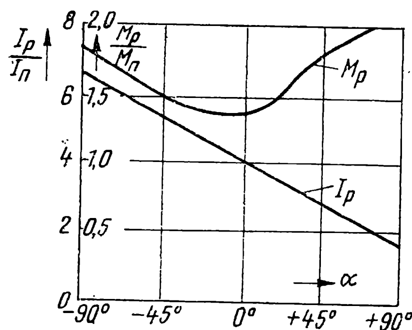


Fig. 6.23. Cuplul și curentul de pornire în funcție de unghiul α, pentru mașina trifazată derivație alimentată prin rotor.

6.2.2. MAŞINA TRIFAZATĂ DERIVAŢIE CU COLECTOR ALIMENTATĂ PRIN STATOR

Înfășurarea primară a mașinii este înfășurarea statorică. Aceasta este o înfășurare trifazată obișnuită care se conectează la rețeaua de alimentare. Tot pe stator se mai poate plasa încă o înfășurare de curent alternativ conectată la periile mașinii direct sau cu ajutorul unor dispozitive auxiliare. Această înfășurare se numește de reglare. Rolul acesteia poate fi îndeplinit de înfășurarea primară, în care caz aceasta se prevede cu prize. Rotorul are o înfășurare de curent continuu conectată la colector care poate fi prevăzută cu simplu sistem de perii sau cu dublu sistem de perii, mobile sau fixe. Dacă periile sînt fixe pe colector atunci faza tensiunii auxiliare se modifică cu dispozitive anexe exterioare mașinii, cum ar fi: transformatoare reglabile, schimbătoare de fază și regulatoare de inducție. Mașinile derivație cu alimentare statorică se construiesc pentru puteri relativ mari pînă la 1500 ÷ 1800 kW.

Înfășurarea rotorică și colectorul se dimensionează pentru toată puterea mașinii. Din acest motiv colectorul mașinii are dimensiuni mari, indiferent de domeniul de modificare a turației. În figura 6.24 se dau două scheme ale unor mașini trifazate derivație cu alimentare statorică cu simplu sistem de perii, tensiunea suplimentară fiind obținută de la înfășurarea statorică, autotransformatoric (fig. 6.24, *a*) sau obținută de la o înfășurare statorică separată (fig. 6.24, *b*). În figura 6.25 se prezintă o mașină derivație cu alimentare prin stator cu dublu sistem de perii și cu dispozitive auxiliare pentru obținerea tensiunii suplimentare la perii.

Curba cuplului mașinii se aseamănă cu aceea a mașinii normale asincrone. La mersul subsincron cuplul critic în regim de motor scade, și crește cel în regim de generator (fig. 6.26) iar la suprasincronism lucrurile se petrec invers. Caracteristicile mecanice ale motorului se dau în figura 6.27. După cum se vede pentru $n < n_1$ (subsincronism) variația turației cu cuplul este cu atît mai pronunțată cu cît turația de mers în gol este mai mică. Acest lucru se întîmplă deoarece cuplul critic al mașinii scade.

Comutația. Procesul de comutație se desfășoară diferit la cele două tipuri constructive principale ale mașinii trifazate derivație. Tensiunea

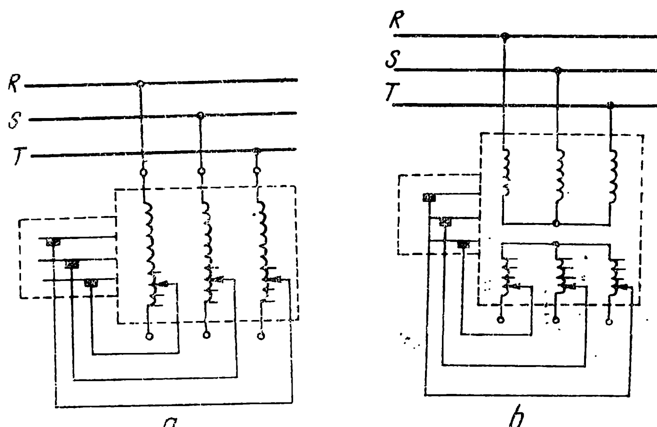


Fig. 6.24. Mașini trifazate în derivație, cu colector, alimentate prin stator.

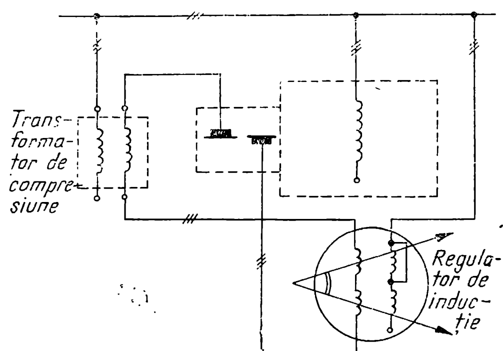


Fig. 6.25. Mașină trifazată în derivație cu dublu sistem de perii, cu regulator de inducție dublu și transformator de compensare.

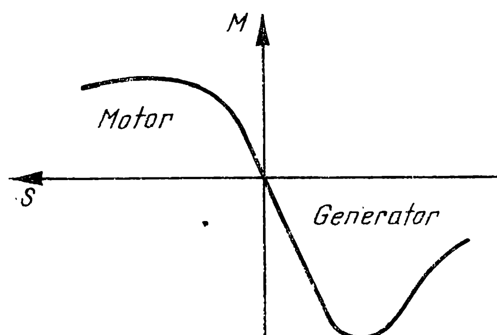


Fig. 6.26. Curba cuplului mașinii trifazate derivație cu alimentare în stator, la funcționarea subsincronă.

de autoinducție U_a depinde de curentul periei și de viteza periferică a colectorului la ambele tipuri de mașini. Tensiunea de transformare din secția care comută U_t indusă de cîmpul magnetic învîrtitor, la mașina alimentată în stator, variază liniar cu frecvența de alunecare, fiind nulă la sincronism, în timp ce la mașina alimentată în rotor este independentă de turație cum se vede și din figura 6.28. La sincronism și în apropierea sincronismului mașina alimentată prin stator comută mai bine decît cea alimentată prin rotor. Din această cauză puterea maximă pentru care se poate construi o mașină alimentată în stator e mai mare decît cea pentru care se poate construi o mașină alimentată în rotor. Domeniul de reglare al turației este însă mai mare la mașina alimentată prin rotor.

Pentru funcționarea normală a acestor mașini trebuie să se aibă în vedere dimensionarea optimă a înfășurării de curent continuu pentru eliminarea scînteilor la colector.

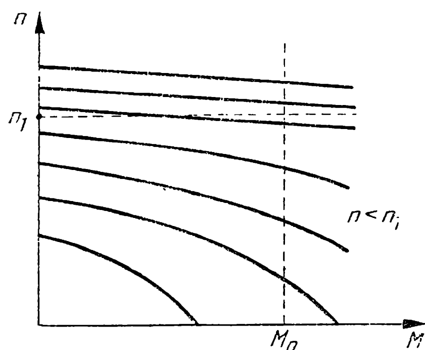


Fig. 6.27. Caracteristicile mecanice ale unui motor trifazat derivație alimentat în stator.

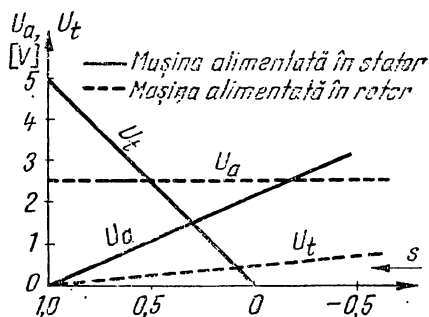


Fig. 6.28. Dependența t.e.m. U_t și U_a de alunecare, la mașinile trifazate derivație alimentate în stator și în rotor.

6.2.3. MAȘINA TRIFAZATĂ SERIE CU COLECTOR

Mașina serie trifazată cu colector are înfășurarea statorică asemănătoare mașinii asincrone obișnuite, iar cea rotorică asemănătoare mașinii trifazate derivație alimentată prin stator. Mașina poate avea sistem simplu de perii sau sistem dublu de perii. Înfășurarea statorică este conectată cu înfășurarea rotorică prin intermediul periilor. Conectarea se poate face direct (fig. 6.29, *a*) sau cel mai adesea prin intermediul unui transformator intermediar T_r (fig. 6.29, *b*). Transformatorul are rolul de a reduce tensiunea rotorică și implicit de a reduce scînteile la colector.

Datorită comutației, turația mașinii nu poate depăși decît cu 10% pe cea de sincronism. Mașina trifazată serie se utilizează la acționările electrice ale mașinilor unelte care necesită o modificare ușoară a turației, cuplul de pornire mare, pornire liniștită și variația turației cu sarcina, cum ar fi ventilatoarele, pompele, aparatele de ridicat, laminoarele etc.

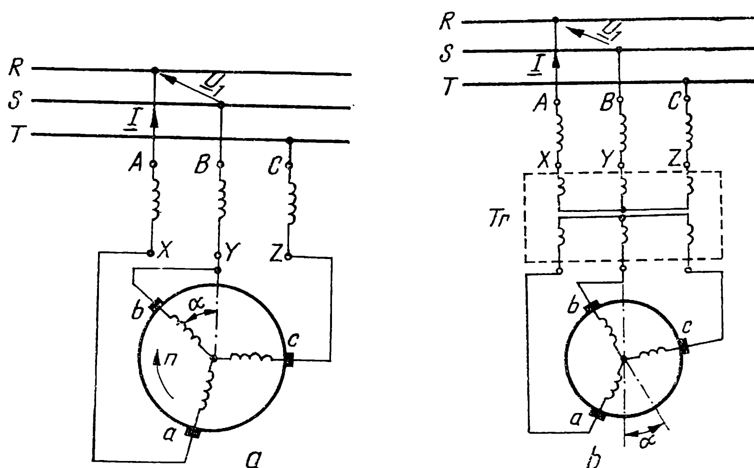


Fig. 6.29. Schema mașinii trifazate serie cu colector:
a — conectarea directă la rețea; *b* — conectarea la rețea printr-un transformator.

6.2.3.1. MAŞINA TRIFAZATĂ SERIE CU UN SINGUR RÎND DE PERII

Schemele acestei maşini sînt prezentate în figura 6.29. Fie U_1 tensiunea de alimentare a motorului, de frecvenţă f_1. Se presupune că maşina este nesaturată. Curentul I absorbit de motor produce atît în stator cît şi în rotor cîte un cîmp magnetic învîrtitor. Ambele se rotesc în acelaşi sens şi cu aceeaşi viteză şi anume aceea de sincronism $n_1 = f_1/p$. În figura 6.30, *a* şi *b* se arată poziţiile limită ale periilor motorului trifazat serie iar în figura 6.30, *c* o poziţie oarecare caracterizată de unghiul α. Înfăşurarea statorică creează fluxul $\underline{\Phi}_1$, cea secundară $\underline{\Phi}_2$, iar cu $\underline{\Phi}_r$ se notează fluxul rezultant. Poziţia $\alpha = 0$ a periilor (fig. 6.30, *a*), defineşte regimul de mers în gol Pentru această poziţie $\underline{\Phi}_1$ şi $\underline{\Phi}_2$ sînt în fază, iar cuplul exercitat asupra rotorului este nul. Dacă $\alpha = 180°$ (fig. 6.30, *b*) fluxurile $\underline{\Phi}_1$ şi $\underline{\Phi}_2$ sînt în antifază şi cuplul este de asemenea nul. Această poziţie se numeşte de scurtcircuit. Dacă decalăm periile cu un unghi oarecare α în sens contrar sensului de rotaţie a cîmpului magnetic învîrtitor rezultant, cu acelaşi unghi se deplasează şi axele înfăşurărilor fazelor omoloage ale statorului şi rotorului, astfel încît apare un cuplu produs de atracţia polilor de nume contrar şi de respingerea polilor de acelaşi nume corespunzători celor două cîmpuri magnetice învîrtitoare statorice şi rotorice.

Poziţia de gol a periilor este poziţia de schimbare a sensului de rotaţie al maşinii. Schimbarea sensului de rotaţie nu se face însă niciodată dînd periilor decalaje α în sensul rotaţiei cîmpului magnetic învîrtitor rezultant, deoarece în acest caz frecvenţa curenţilor rotorici devine mai mare decît frecvenţa f_1 ducînd la majorarea pierderilor în fier şi înrăutăţirea comutaţiei. Sensul de rotaţie se schimbă prin schimbarea succesiunii fazelor dintre reţea şi stator.

Ecuaţiile maşinii. Dacă R_1, R_2 şi $L\sigma_1$, $L\sigma_2$ sînt rezistenţele şi inductivităţile de dispersie ale statorului şi rotorului, ecuaţia de tensiuni a motorului este următoarea:

$$\underline{U}_1 = (\underline{R}_1 + R_2)\underline{I} + j\omega(L_{\sigma 1} + L_{\sigma 2})\underline{I} - \underline{E}_1 - \underline{E}_{2s} \qquad (6.22)$$

în care $\underline{E}_1$ şi $\underline{E}_{2s}$ sînt t.e.m. pe fază induse de fluxul magnetic rezultant $\underline{\Phi}_r$ în stator şi în rotor, tensiuni defazate cu unghiul α.

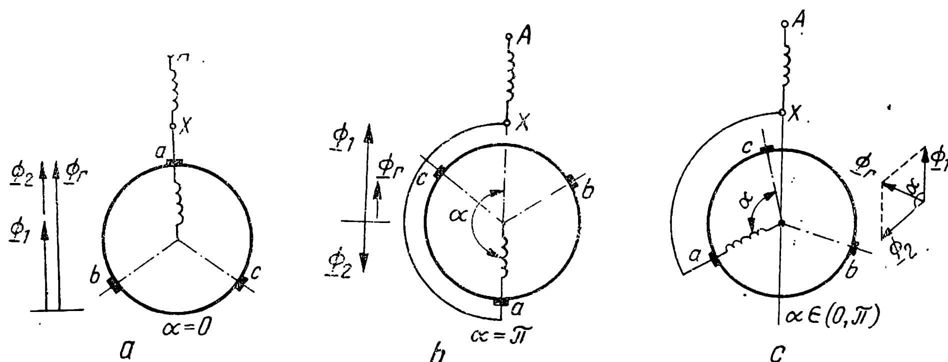


Fig. 6.30. Poziţii ale periilor pe colector pentru maşina trifazată serie: *a* — poziţia de mers în gol; *b* — poziţia de scurtcircuit; *c* — poziţia pentru unghiul α oarecare.

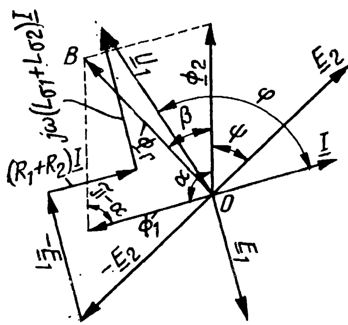


Fig. 6.31. Diagrama fazorială a mașinii trifazate serie.

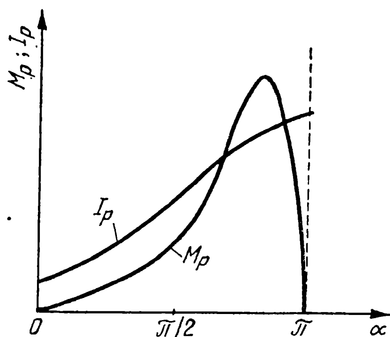


Fig. 6.32. Caracteristicile de pornire ale mașinii trifazate serie.

Diagrama de fazori corespunzătoare ecuației (6.22) este aceea din figura 6.31. Cuplul mașinii se determină cu relația generală $M = k_m I \Phi_r \cos \psi$ în care $\cos \psi = \sin \beta$ (fig. 6.31) iar din triunghiul OAB al fluxurilor, aplicînd teorema sinusului $\sin \beta = \frac{\Phi_1}{\Phi_r} \sin \alpha$. Expresia cuplului mașinii devine:

$$M = k_m I \Phi_1 \sin \alpha = k_m^* I^2 \sin \alpha \qquad (6.23)$$

adică cuplul motorului serie cu colector este proporțional cu pătratul curentului și depinde de unghiul α de decalare a periilor.

Pornirea și reglajul turației. Aceste operații se fac prin decalarea periilor pe colector și depind de valoarea unghiului α. În figura 6.32 se arată caracteristicile de pornire ale mașinii trifazate serie în funcție de unghiul de decalaj α. Dacă $\alpha = 0$, rotorul stă pe loc, curentul absorbit este minim și în întregime magnetizant. Dacă α crește curentul absorbit de motor va crește, odată cu el crește și cuplul și motorul pornește.

Comutația mașinii la pornire este înrăutățită de t.e.m. statică indusă în spirele care comută. Această tensiune este maximă la pornire ($s = 1$) și nulă la sincronism ($s = 0$).

În general, motoarele serie trifazate cu colector funcționează cu $\alpha > \pi/2$, pentru a avea un regim stabil de funcționare.

6.2.3.2. MAȘINA TRIFAZATĂ SERIE CU DOUĂ RÎNDURI DE PERII

Mașina are pe colector două rînduri de perii: unul fix și altul mobil. În figura 6.33 se arată schema electrică a mașinii trifazate serie cu două rînduri de perii, alimentată cu ajutorul unui transformator coborîtor de tensiune T_r. Periile fixe a_1, a_2, a_3 sînt așezate pe axele celor trei faze statorice iar periile mobile b_1, b_2, b_3 se deplasează pe colector.

Porțiunea de lucru a înfășurării rotorice este aceea situată între periile a_1—b_1, a_2—b_2 și a_3—b_3. Poziția de gol a motorului este aceea pentru care $\alpha = 0$ și cea de scurtcircuit pentru $\alpha = 180°$. Cuplul mașinii este nul în cele două poziții. Pentru o poziție oarecare α a periilor, unghiul dintre axele înfășurărilor a două faze este $\alpha/2$ și mașina se echivalează cu cea cu un singur rînd de perii, dar decalate cu $\alpha/2$. În figurile 6.34, 6.35, 6.36 se pre-

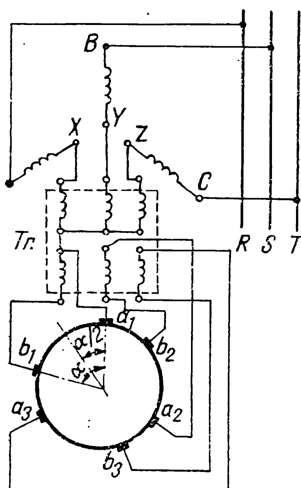


Fig. 6.33. Schema mașinii trifazate serie cu două rînduri de perii.

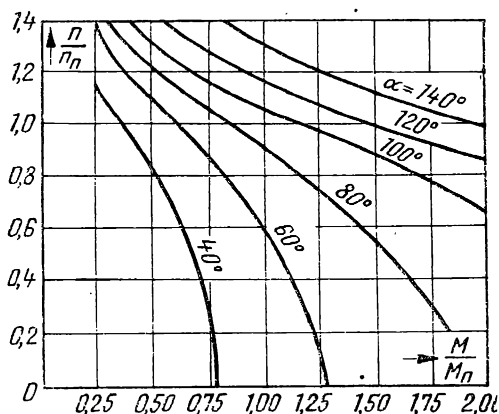


Fig. 6.34. Caracteristicile mecanice ale motorului trifazat serie cu două rînduri de perii.

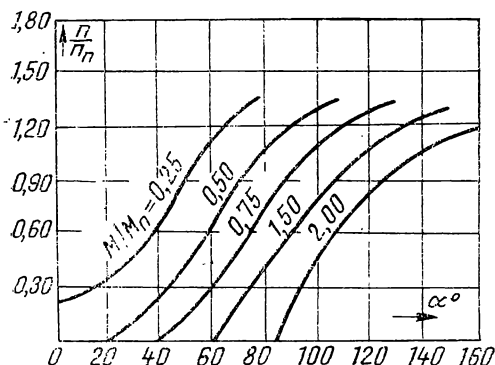


Fig. 6.35. Caracteristicile vitezei de rotație pentru motorul trifazat serie cu două rînduri de perii.

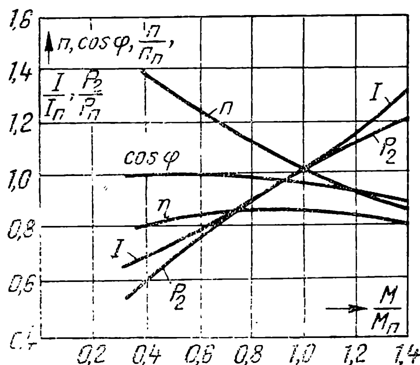


Fig. 6.36. Caracteristicile de funcționare ale motorului trifazat serie cu două rînduri de perii.

zintă caracteristicile de funcționare. Curentul prin stator se modifică cu curentul de magnetizare al transformatorului intermediar; la subsincronism turația este cu atît mai mare cu cît transformatorul este mai saturat, la suprasincronism se reduce turația, în raport cu situația cînd el ar lipsi.

6.3. MOTOARE ASINCRONE COMPENSATE ȘI COMPENSATOARE DE FAZĂ

Compensarea factorului de putere se face introducînd în înfășurarea rotorică o tensiune suplimentară E_k, motorul este prevăzut cu o înfășurare cu colector. Dacă această înfășurare este cuprinsă în construcția motorului

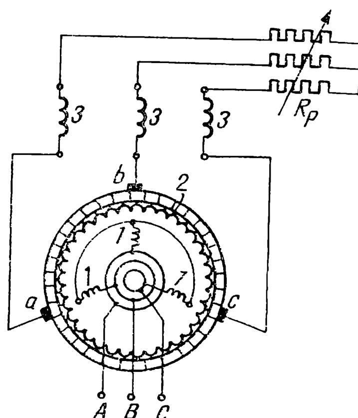


Fig. 6.37. Motor asincron compensat cu alimentare rotorică.

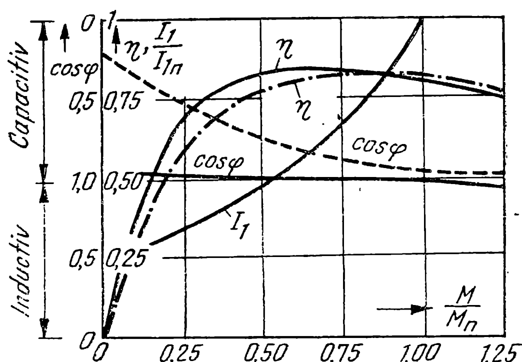


Fig. 6.38. Caracteristicile randamentului, factorului de putere și curentului unui motor asincron compensat, cu alimentare rotorică.

(puteri reduse) atunci se numește motor asincron compensat. La puteri mari și turații mici mașina cu colector formează o unitate separată. Pentru ameliorarea factorului de putere numai în sarcină se utilizează compensatoare de fază autoexcitate, iar pentru ameliorarea factorului de putere și la mersul în gol, se folosesc compensatoare de fază cu excitație separată

6.3.1. MOTORUL ASINCRON COMPENSAT

Poate fi cu alimentare rotorică (fig. 6.37) sau statorică; compensarea factorului de putere al motorului se face deplasînd periile a, b, c din poziția inițială la un unghi α în sens opus rotației cîmpului magnetic învîrtitor. În figura 6.38 sînt prezentate caracteristicile de funcționare ale motorului compensat (linie plină) și curba factorului de putere la supracompensare maximă (linie întreruptă).

6.3.2. COMPENSATOARE DE FAZĂ AUTOEXCITATE

Este format dintr-un motor asincron cu rotor bobinat *MA*, un compensator de fază autoexcitat *CF* antrenat de motorul auxiliar M_{aux}, (fig. 6.39). Dacă motorul asincron are viteza $n < 750$ rot/min, compensatorul se cuplează cu motorul *MA* și se elimină M_{aux}. Din caracteristicile de funcționare (fig. 6.40) rezultă că la mașina compensată turația se micșorează (curbele cu linie plină) în timp ce factorul de putere crește.

Se mai întîlnesc în exploatare compensatoare de fază autoexcitate cu înfășurarea statorică în scurtcircuit; compensatoare de fază autoexcitate serie, care au înfășurarea statorică legată la cea rotorică prin intermediul periilor, compensatoare de fază cu excitație separată (fig. 6.41), la care excitația compensatorului este luată de la aceeași rețea cu motorul *MA*, prin intermediul unui transformator *T*.

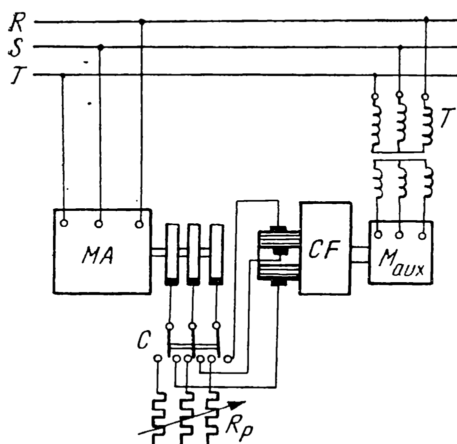


Fig. 6.39. Schema unui motor asincron cu compensator de fază autoexcitat.

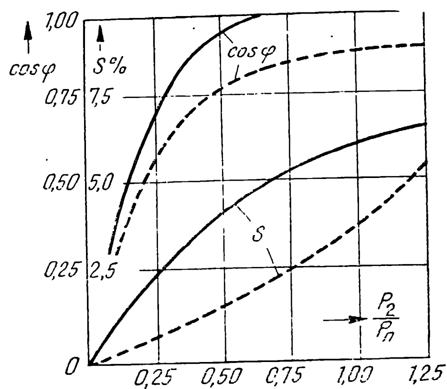


Fig. 6.40. Factorul de putere și alunecarea unui motor asincron trifazat cu și fără compensator.

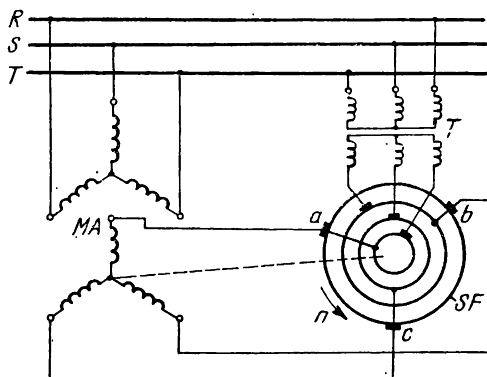


Fig. 6.41. Compensator de fază cu excitație separată.

7.

MOTOARE ELECTRICE ÎN SISTEMELE DE ACŢIONARE ELECTRICĂ

7.1. STRUCTURA SISTEMELOR ELECTRICE DE ACŢIONARE

Un sistem este un ansamblu de elemente (obiecte) cu două proprietăţi: sînt interconectate şi servesc unui anumit scop funcţional comun. Prin sistem electric de acţionare (SEA) se înţelege un ansamblu de elemente conectate între ele care au ca scop transformarea energiei electrice în energie mecanică utilă în diverse procese.

Viteza de rotaţie Ω_d este asigurată de un motor electric prin intermediul unui reductor, modificarea tensiunii U_A asigură viteza Ω_m; tensiunea U_m se modifică prin intermediul tensiunii de comandă U_c (fig. 7.1). SEA are două roluri: producerea energiei mecanice din energie electrică şi transmiterea fluxului de comenzi. SEA se reprezintă prin: scheme de principiu în care se pune în evidenţă transmiterea fluxului de energie; scheme bloc în care se pune în evidenţă transmiterea fluxului de comenzi (fig. 7.2). Sis-

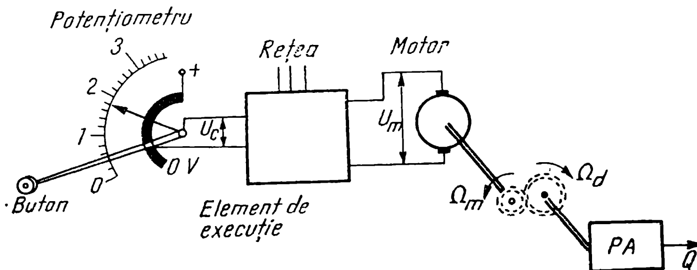
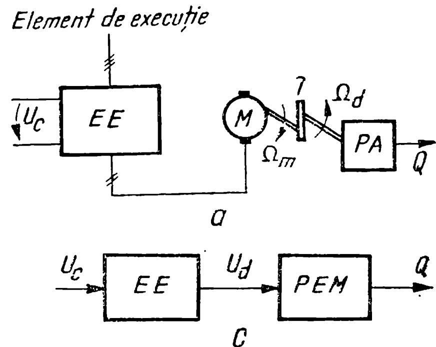
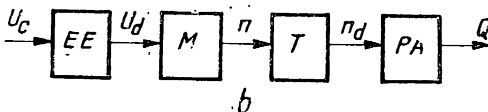


Fig. 7.1. Sistem de acţionare a unei instalaţii tehnologice.

Fig. 7.2. Schema de principiu (*a*):
EE — elemente de execuţie, *M* — motor, *T* — transmisie, *PA* — procesul acţionat, *Q* — mărimea de ieşire a procesului acţionat;

Schema funcţională (*b*) Schema funcţională redusă (*c*):
PEM — procesul electromecanic.





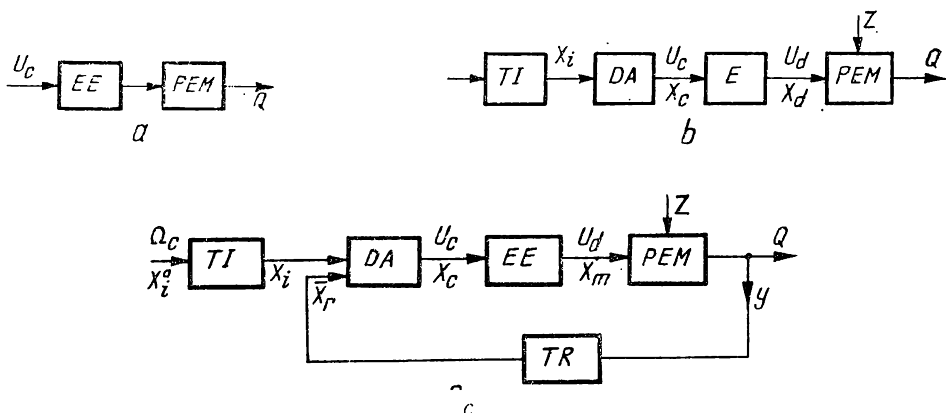


Fig. 7.3. Sisteme de comandă:

a — sisteme de comandă neautomată; *b* — sistem de comandă automată; *c* — sistem de comandă automată în circuit închis (sistem de reglare automată). *TI* — traductor de intrare; *TR* — traductor de reacție; *DA* — dispozitiv de automatizare; *Z* — perturbație.

temele de comandă, (fig. 7.3) pot fi: sisteme de comandă neautomată; sisteme de comandă automată; sisteme de reglare automată (SRA).

La SRA mărimea de intrare x_i, impusă de traductorul de intrare (*TI*) se compară cu mărimea x_r (mărime de reacție) rezultată din măsurarea mărimii de ieșire Q cu un al doilea traductor (*TR*). Diferența $\varepsilon = x_i - x_r$ numită abatere sau eroare, servește pentru comanda elementului de execuție (EE). Dispozitivul de automatizare (*DA*) are rolul de a reduce eroarea ε. În afara transmiterii comenzilor de la intrarea x_i la ieșire, pe calea DA-EE-PA (PA — procesul acționat) se mai transmit și comenzi de la ieșirea *Q* spre intrare prin traductorul de reacție (*TR*), legătură denumită legătură inversă sau reacție (fig. 7.3, *c*). SRA este mai complex dar se bazează pe utilizarea reacției, *PA* poate avea mai multe mărimi de ieșire (fig. 7.4), x_{i2} fiind constant nu necesită un alt traductor. Mărimile de comandă x_{c1}, x_{c2} păstrează anumite valori pentru mărimile de ieșire y_1, y_2. În sistemele multivariabile (un număr oarecare de intrări și ieșiri), s-a impus utilizarea calculatoarelor rapide și de mare capacitate. În țara noastră se fabrică curent elemente de automatizare electrice, pneumatice sau hidraulice (FEA, UNIDIN, UNILOG, USILOG)..

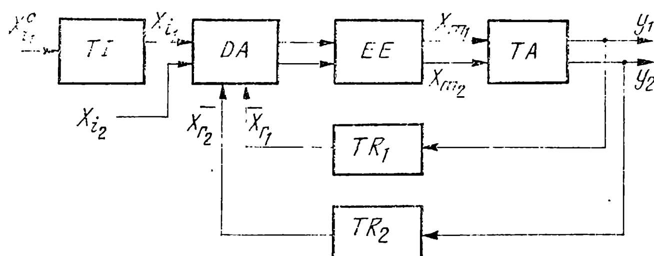


Fig. 7.4. Sistem de reglare automată cu două intrări și două ieșiri.

7.2. ELEMENTELE SISTEMELOR AUTOMATE

Structura oricărui SEA cuprinde 4 categorii de elemente: procesul acționat, transmisia, motorul electric și elementul de execuție. Este necesară cunoașterea caracteristicilor PA care prin funcțiile și performanțele sale determină calculul și construcția (sau alegerea) transmisiei, motorului, elementului de execuție și după necesitate a *DA* și traductoarelor.

7.2.1. CARACTERISTICILE PROCESELOR ACȚIONATE (PA)

Caracteristicile PA necesare la proiectarea SEA pot fi grupate în 3 categorii: caracteristicile statice, caracteristicile dinamice, ciclul de funcționare al PA.

a) Caracteristicile statice se împart în 3 grupe: caracteristica mecanică, gama de valori ale vitezei de rotație în regim permanent, precizia menținerii vitezei de rotație în regim permanent. Caracteristica mecanică a PA reprezintă dependența între cuplul rezistent static M_r la arborele de antrenare și o mărime referitoare la mișcare (viteză, unghi, spațiu parcurs). Astfel există PA cu M_r dependent de viteza de rotație Ω, PA cu M_r dependent de spațiul parcurs x, (fig. 7.5), PA cu M_r dependent de unghiul axului, PA cu M_r variabil aleatoriu. Gama de viteze este funcție de PA: cu funcționare la o singură viteză, cu funcționare la cîteva valori discrete de viteze, cu funcționare la o gamă continuă de viteze definită prin raportul $\gamma = \Omega_{min}/\Omega_{max}$. Precizia menținerii vitezei se măsoară prin abaterea față de valoarea dorită Ω_0: $\Delta\Omega_p\% = 100(\Omega_0 - \Omega_p)/\Omega_0$, uneori precizia este ridicată $\Delta\Omega_p < 0{,}5\%$.

b) Caracteristicile dinamice stabilesc ce valori de cupluri și viteze sînt necesare în regim tranzitoriu (diagrame de cupluri și diagrame de viteze). PA prezintă mărimi fizice a căror variație în timp trebuie să aibă o formă optimă, dacă aceste mărimi nu pot depăși anumite limite (viteza, accelerație) în timpul procesului tranzitoriu se spune că PA are restricții, în caz contrar este PA fără restricții (fig. 7.6).

c) Ciclul de funcționare al PA reprezintă intervalul pe diagrama de cupluri (sau viteze) în care are loc o variație tipică, după care diagrama se repetă identic (fig. 7.7).

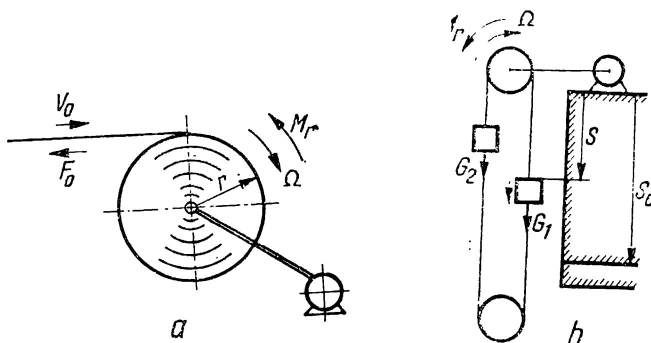
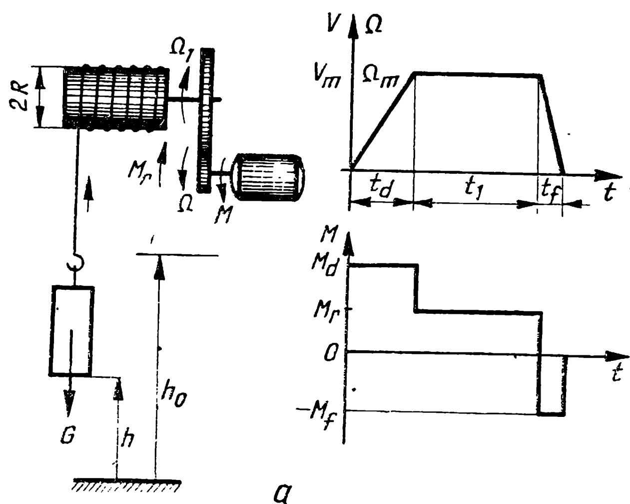


Fig. 7.5. Procese acționate cu M_r dependent de spațiul parcurs: *a* — înfășurătoare de benzi; *b* — ascensor de mină fără cablu de echilibrare.



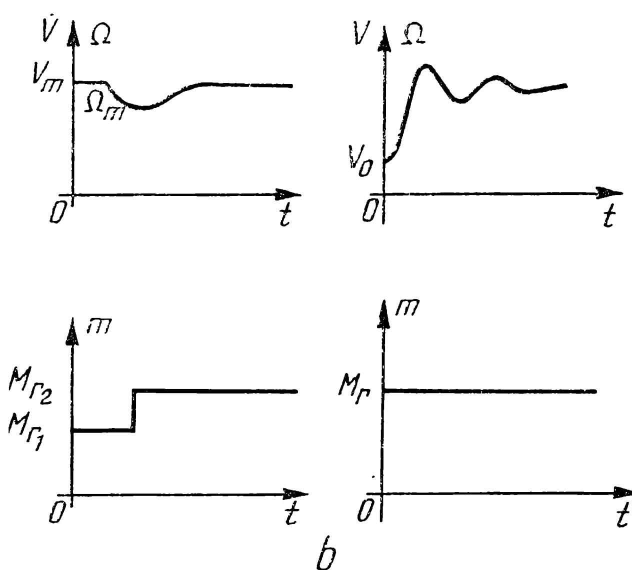


Fig. 7.6. Diagrama de viteze și de cupluri:
a — *PA* — cu restricții, *b* — *PA* — fără restricții.

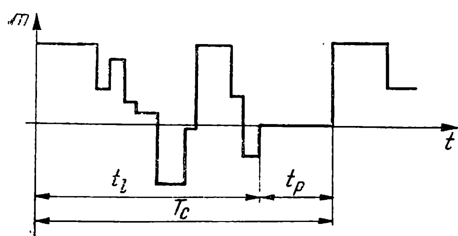


Fig. 7.7. Ciclu de funcționare al *PA*:
T_c — durata ciclului, t_l — timpul de lucru; t_p — timpul de pauză.

7.2.2. TRANSMISII

Transmisiile se împart în: nereglabile și reglabile. Transmisiile nereglabile (reductor, șurub fără frîne etc.) sînt cele utilizate în SEA moderne și se încadrează în structura din figura 7.2, *a*. Transmisiile reglabile sînt transmisii care modifică viteza arborelui antrenat față de arborele de antrenare, în funcție de o comandă exterioară; au precizie redusă și randament scăzut. În principiu transmisiile reglabile sînt formate din două semicuple: una conducătoare, montată pe arborele motorului și alta condusă, montată pe arborele mașinii de lucru. Legătura dintre semicuple se realizează printr-un semnal electric.

Cuplaje cu fricțiune (fig. 7.8) cuprind două semicuple (*1* și *2*), semicupla *2* se poate deplasa pe arborele *4* și este atrasă de semicupla *1* cînd înfășurarea de comandă *5* este alimentată. Semicuplele au pe suprafața interioară discuri confecționate din material cu coeficient mare de frecare (de exemplu materiale metalo-ceramice). Cuplajele cu fricțiune au pierderi importante care produc încălziri și uzura rapidă a discurilor de fricțiune; se utilizează în general la cuplări sau decuplări.

Cuplajele cu legătură electromecanică (fig. 7.9). Dacă înfășurarea *5* este alimentată, atunci datorită cîmpului magnetic din interiorul carcasei *6*, particulele magnetice în suspensie se vor orienta după liniile de cîmp, iar amestecul ulei-pulbere magnetică va deveni cu atît mai vîscos cu cît curentul de excitație este mai mare și discul 2 va fi antrenat de semicupla arborelui motor. Aceste cuplaje au o uzură redusă, dar construcție complicată și posibilitatea de gripare la viteze mari cînd pulberea este aglomerată de forța centrifugă.

Cuplajul cu alunecare (fig. 7.10) în varianta cu indusul din fier masiv cuprinde semicuplele *1* și *2*. Semicupla *2* se execută din tole circulare cu crestături în care se introduce înfășurarea *5* alimentată prin sistemul periiinele colectoare *6*. Prin alimentarea înfășurării *5*, în semicupla *1*, considerată în mișcare, se induc curenți turbionari și în consecință se produce un cuplu care va antrena inductorul. Permit o variație a vitezei arborelui an-

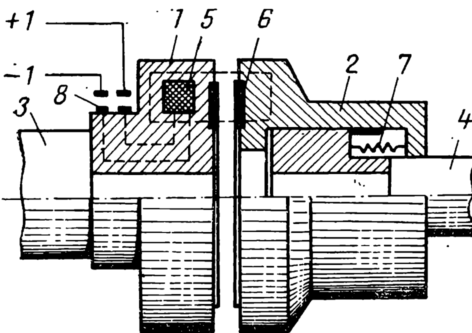


Fig. 7.8. Cuplaj cu fricțiune:
1,2 — smicuple; *3,4* — arborii; *5* — înfășurare de excitație; *6* — discuri în formă de coroană circulară; *7* — resort; *8* — contacte alunecătoare.

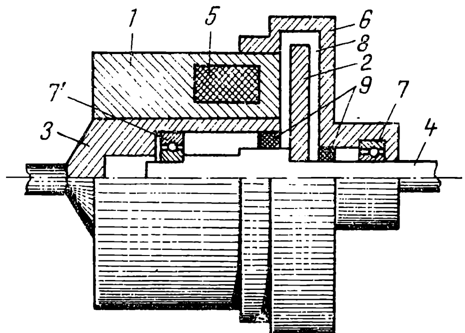


Fig. 7.9. Cuplaj electric cu pulbere feromagnetică:
1,2 — semicuple; *3,4* — arbori; *5* — înfășurarea de excitație; *6* — carcasă, *7* — rulment; *8* — pulbere magnetică; *9* — garnituri de etanșare.

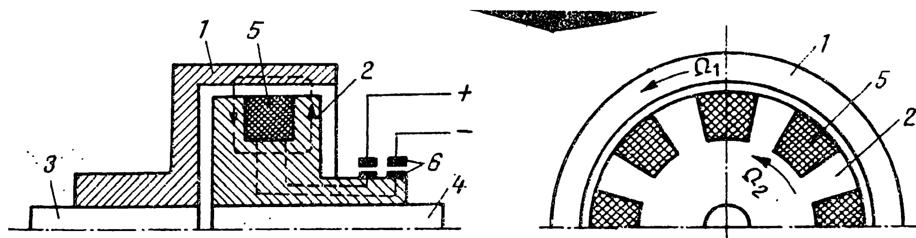


Fig. 7.10. Cuplaj electric cu alunecare:
1,2 — semicuple; *3,4* — arbori; *5* — înfășurare de excitație; *6* — sistem de perii și inele colectoare.

trenat în limite largi, însă prezintă dificultăți la inversarea sensului de rotație.

Caracteristicile statice ale transmisiilor sînt luate în considerație prin raportul de transmisie și prin randament și sînt date de constructor.

7.2.3. ELEMENTE DE EXECUȚIE

Elementul de execuție are două roluri în sistem: asigurarea variației acelei mărimi fizice care modifică caracteristicile de funcționare ale motorului, în funcție de o mărime de intrare și în conformitate cu cerințele *PA*; amplificarea în putere a comenzii x_c. Aceste mărimi pot fi tensiuni cotinue, tensiuni alternative de amplitudine sau/și frecvență variabilă, sau rezistențe.

a) *Funcționarea schemelor cu tiristoare.* Pentru variația continuă a unor mărimi se utilizează tiristoare (fig. 7.11). Terminalele poartă denumirea de anod *A*, catod *K* și electrod de comandă *C* („grilă"). Dacă tensiunea aplicată între anod și catod $|U_{AK}|<U_{im}$, tiristorul este blocat (curba 1). Dacă $U_{AK}>0$ și $U_{AK}>U_{dm}$, tiristorul este blocat (curba 2). Dacă $U_{AK}>0$ și se aplică tensiunea $U_c>0$ între *C* și *K*, tiristorul conduce, căderea de tensiune pe tiristor este mică (sub 2 V) în toată gama de variație a curentului (curba *3*). După trecerea în stare de conducție, tensiunea U_c nu mai influențează starea tiristorului. Cadranul I este denumit domeniul de conducție și tensiunea aplicată în sensul de conducție este denumită tensiune directă. Cadranul III este denumit domeniul de blocare și tensiunea corespunzătoare este ten-

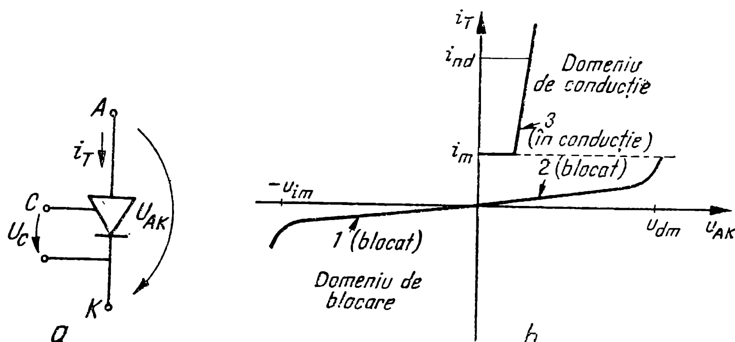


Fig. 7.11. Caracteristicile tiristorului:
a — simbolul tiristorului; *b* — caracteristica $i_T = f(U_{AK})$.

Fig. 7.12. Tipuri constructive de tiristoare:

a — tiristor cu discul de Si lipit; *1* — suport de cupru (anod); *2* — disc de Si; *3* — Racord catod; *4* — poartă; *5* — catodul; *b* — tiristor cu discul de Si presat pe suport: *1* — suport de cupru (anod); *2* — disc de Si; *3* — arc de presare; *4* — racord de catod; *5* — element elastic; *6* — poartă; *7* — catodul; *c* — tiristor în formă de disc; *1* — racord de Cu (A și K); *2* — legătură elastică; *3* — izolator; *4* — disc de Si; *5* — îmbinare (sudură la rece); *6* — poartă; *d* — tiristor sub formă de disc; *1* — șaibe de Cu; *2* — izolator; *3* — îmbinări (sudură la rece) și poarta; *4* — disc de Si.

siunea inversă. Dacă tensiunea depășește U_{dm}, tiristorul nu se distinge dar apar încălziri suplimentare. Dacă tensiunea inversă depășește U_{im} tiristorul se distruge. S-au realizat tiristoare cu $U_{max} = 1\,800$ V și curent nominal de durată de 700 A, căderea de tensiune la curent nominal sub 1 V, la $U_{max} = 200—400$ V, curentul depășește 1 200 A. În figura 7.12 se prezintă tipuri constructive.

Blocarea tiristorului, după ce a intrat în conducție, se face prin scăderea curentului de menținere i_m. După modul în care se obține scăderea curentului sub curentul de menținere, schemele cu tiristoare se împart în *scheme de blocare sau comutație naturală* și *scheme de blocare sau comutație forțată*. Comutația naturală se poate ilustra prin schema din figura 7.13. Dacă T_1 este în conducție și la un moment dat se dorește deschiderea tiristorului T_2 atunci se aplică o tensiune $U_2 > U_1$ și se aplică o tensiune de comandă pe „grila" T_2, în acest fel sînt realizate condițiile ca T_2 să se deschidă. T_1 va primi tensiunea inversă $U_2 - U_1$, ca urmare curentul scade sub curentul de menținere și T_1 se blochează. Curentul se comută natural de la T_1 la T_2. Dacă $U_2 < U_1$, cît timp T_1 se află în stare de conducție, T_2 nu se poate deschide, deoarece la borne are tensiunea inversă $U_2 - U_1$. Ca urmare T_1 va trebui să fie blocat forțat. În figura 7.14 se prezintă un circuit prin care se realizează blocarea forțată a unui tiristor T_1, cuprinzînd tiristorul auxiliar T_a (de curent redus), condensatorul C, inductanța L și dioda d. În principiu, prin schema de blocare se aplică o tensiune inversă pe T_1 de la condensatorul C un timp suficient

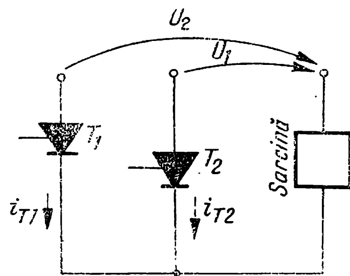


Fig. 7.13. Comutația naturală a tiristoarelor.

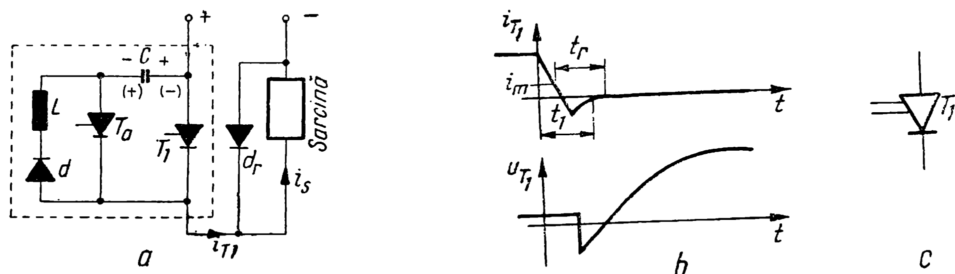


Fig. 7.14. Blocarea forțată a tiristorului:

a — schema de blocare forțată; *b* — curentul prin tiristorul T_1 și tensiunea anod — catod a tiristorului T_1 funcție de timp i_{T1}, $U_{T1} = f(t)$; *c* — simbolul tiristorului cu schemă de blocare forțată (înconjurată cu linie întreruptă la poziția *a*).

de lung pentru scăderea curentului prin T_1 sub valoarea curentului de menținere. În momentul punerii sub tensiune a schemei se comandă T_a pentru care sînt asigurate condiții de deschidere. Apare curent de la sursă prin C, T_a și sarcină și ca urmare C se încarcă cu polaritatea din figură. La terminarea încărcării curentul scade la zero și T_a se blochează. Funcționarea schemei are loc în două etape.

În etapa I (deblocarea lui T_1) T_1 este comandat și fiind realizate condițiile necesare (tensiunea directă anod-catod și tensiunea pozitivă „grilă"—catod) intră în conducție. Tensiunea de alimentare se aplică pe sarcină. În acelaşi timp se deschide circuitul de descărcare a condensatorului C prin T_1, d, L.

Datorită inductanței, curentul nu se anulează la tensiune zero pe condensator și ca urmare condensatorul se încarcă cu polaritatea din paranteze. La încărcarea cu tensiunea maximă, curentul prin C se anulează și există tendința de inversare a lui (tendință de oscilație) dioda d împiedică inversarea și ca urmare C rămîne încărcat cu polaritatea din paranteze.

În etapa a II-a (blocarea tiristorului T_1) T_a este comandat și primind tensiunea directă de la C prin T_1, se deschide. Ca urmare, tensiunea condensatorului este aplicată în sens invers: pe T_1 și provoacă scăderea curentului sub curentul de menținere; T_1 se blochează. T_a continuă să conducă curentul de încărcare de la sursă prin C, T_a și sarcină, schema este pregătită pentru o nouă comandă conform etapei I. La puteri mari circuitele de blocare pot deveni voluminoase, din această cauză pentru schemele cu comutație forțată se utilizează tiristoare rapide, caracterizate prin timp de revenire scăzut. Ca urmare a descărcării condensatorului curentul scade la zero, însă tiristorul T_1 nu se blochează imediat, ci după un timp în care curentul ajunge la valori negative. Timpul t_1 depinde de caracteristicile circuitului și nu ale tiristorului. După anularea curentului, tiristorul nu își capătă imediat capacitatea de blocare, ci după un timp. Intervalul de timp dintre momentul anulării și momentul în care se aplică tensiunea directă este denumit timp de revenire t_r. Ca urmare, începînd din momentul anulării curentului condensatorul trebuie să aplice o tensiune inversă pe T_1 pe o durată mai mare decît t_r. Valori caracteristice pentru timpuri de revenire sînt: $100 \div 150 \mu s$ la tiristoare normale; $10 \div 50 \mu s$, la tiristoare rapide. În cazul în care sarcina cuprinde inductanțe, anularea rapidă a curentului prin T_1 poate produce supratensiuni mari. Din acest motiv schemele cu tiristoare cu blocare forțată sînt prevăzute cu diode d_r (diodă de descărcare, sau diodă de curent reactiv) pe care se comută conducția curentului de sarcină i_s la blocarea tiristorului.

Tiristorul se poate aprinde la o pantă mare de creștere a tensiunii de polarizare directă, această aprindere nu este recomandabilă deoarece produce supraîncălziri locale. De obicei este limitată panta creșterii tensiunii du_T/dt la o valoare admisibilă la care în mod sigur nu se aprinde tiristorul.

Mutatoarele cu tiristoare se împart în următoarele categorii:

— redresorul este un mutator care transformă energia electrică de curent alternativ în energie electrică de curent continuu;

— invertorul este un mutator care transformă energia electrică de curent continuu în energie electrică de curent alternativ;

— convertorul este mutatorul care transformă energia de curent alternativ de o frecvenţă f_1 tot în energie de curent alternativ de o altă frecvenţă f_2 ($f_1 \neq f_2$). Această transformare se poate face în două moduri: convertizor cu fază intermediară de curent continuu care constă dintr-un redresor urmat de un invertor; convertizor fără fază intermediară de curent continuu, acest tip de invertor se numeşte şi cicloconvertor;

— variatorul de tensiune este mutatorul al cărui scop este variaţia (de obicei în curent continuu) a tensiunii; aceste variatoare se împart în variatoare de curent continuu şi variatoare de curent alternativ. În figura 7.15 se prezintă semnele convenţionale pentru diferite tipuri de mutatoare.

b) *Elemente de execuţie cu tensiune continuă variabilă.* Tensiunea continuă variabilă se obţine prin mutatoare cu tiristoare în următoarele variante: redresor (mono- şi bidirecţional); variator de tensiune (chopper). În cazuri particulare se mai utilizează elemente clasice în variantele: generator de curent continuu; amplificator magnetic.

Redresorul cu tiristoare se realizează prin schema cu comutaţie naturală în general în variantele mono- şi trifazate, stea sau punte. În figura 7.16 s-a considerat un redresor cu punct median comandabil; se consideră că este în conducţie ventilul V_1, curentul prin braţul respectiv fiind $i_1 = I_d$. După momentul ωt_1 sînt îndeplinite condiţiile de conducţie pentru latura 2. Dacă V_2 ar fi o diodă, adică $\alpha = 0$, începe transferul de curent pe braţul 2 în ωt_1. V_2 fiind comandabil se poate întîrzia începutul transferului faţă de $\omega_1 t_1$ cu unghiul α. Datorită inductivităţilor L_k din circuit, curentul nu variază brusc şi după amorsarea lui V_2 laturile 1 şi 2 sînt scurtcircuitate. Apare curentul de circulaţie i_k determinat de $U_k = U_{s1} - U_{s2}$ şi L_k. În latura care a condus, curentul va scădea, adică $i_1 = I_d - i_k$, iar în latura care a intrat în conducţie curentul creşte $i_2 = i_k$. În momentul în care $i_1 = 0$, curentul este transferat laturii care a intrat în conducţie, deci comutaţia s-a terminat. Curentul i_k se determină din ecuaţia circuitului considerat

$$u_k = 2\,R_k\,i_k + 2\,L_k \frac{\mathrm{d}\,i_k}{\mathrm{d}\,t}\,; \quad u_k = \hat{U}_k \sin \omega\,t = \sqrt{3}\cdot\sqrt{2}\;U_s \sin \omega\,t \qquad (7.1)$$

şi rezultă:

$$i_k = \frac{\sqrt{2}\cdot\sqrt{3}\;U_s}{2\,Z_k} \sin(\omega\,t - \varphi) + A\,\mathrm{e}^{-t/T} = I_k \sin(\omega\,t - \varphi) + A\mathrm{e}^{-t/T}. \qquad (7.2)$$

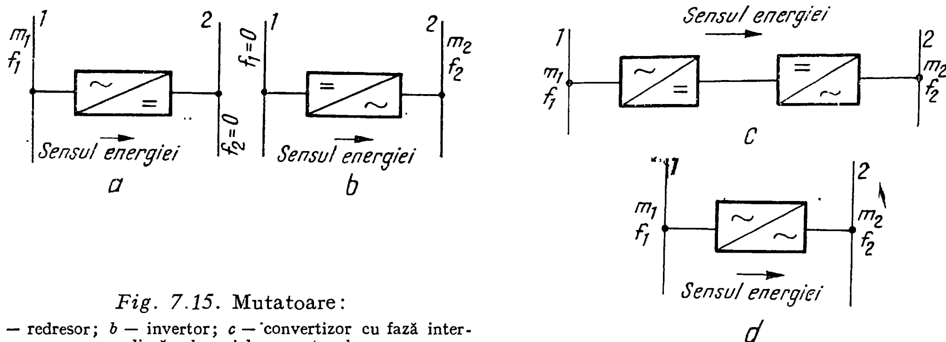
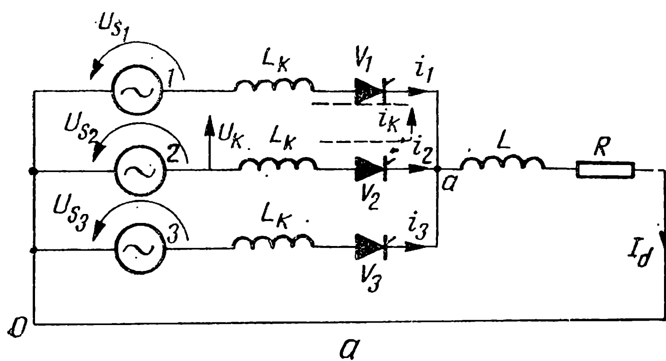
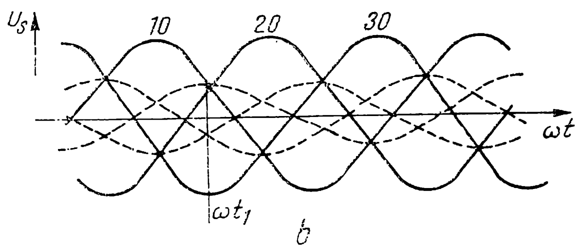
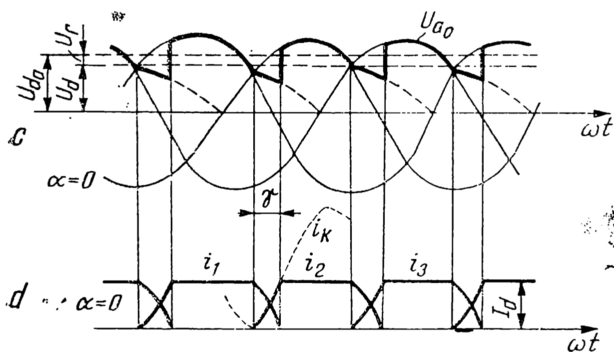


Fig. 7.15. Mutatoare:
a — redresor; *b* — invertor; *c* — convertizor cu fază intermediară; *d* — cicloconvertorul.







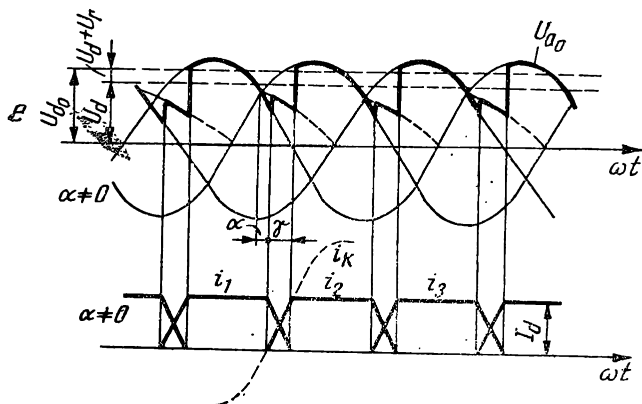


Fig. 7.16. Comutația redresorului trifazat monoalternanță:

a — schema electrică; *b* — variația tensiunilor de alimentare; *c* — variația tensiunii redresate la $\alpha = 0$; *d* — variația curenților de fază la $\alpha = 0$; *e* — variația tensiunii redresate la $\alpha \neq 0$; *f* — variația curenților de fază la $\alpha \neq 0$.

Deoarece $R_k \ll \omega L_k$ rezultă $\varphi = \frac{\pi}{2}$ și $T = L_k/R_k \to \infty$; punînd condițiile: $\omega t_1 = \alpha$ și $i_k = 0$ (originea timpului ecuațiilor este ωt_1) rezultă

$$i_1 = I_d - \hat{I}_k (\cos \alpha - \cos \omega t); \quad i_2 = \hat{I}_k (\cos \alpha - \cos \omega t). \qquad (7.3)$$

Din teoremele lui Kirchhoff scrise pe conturul de comutație

$$u_{a0} = u_{s1} + L_k \frac{d i_k}{d t}; \quad u_{a0} = u_{s2} - L_k \frac{d i_k}{d t} \qquad (7.4)$$

rezultă $u_{a0} = (u_{s1} + u_{s2})/2$ (marcată de liniile punctate în fig. 7.16, *b*). Din figura 7.16 se constată că durata procesului de comutație poate fi caracterizată prin unghiul de comutație γ. În figura 7.16 se prezintă variația tensiunii redresate și variația curenților de fază din secundarul transformatorului pentru $\alpha = 0$ și $\alpha \neq 0$.

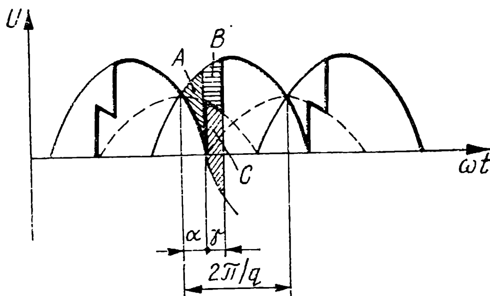


Fig. 7.17. Tensiunea redresată pentru $\alpha \neq 0$ și $\gamma \neq 0$; q — numărul de comutații pe un grup de comutație pe o perioadă a tensiunii de alimentare (indice de comutație).

Există un unghi de reglaj (de obicei între 15°÷180°) peste care i_k nu mai crește la o valoare mai mare ca I_d și ca urmare faza care a condus nu mai stinge, următoarea intră și rămîne în conducție,ca urmare scurtcircuitul între cele două faze evoluează. Acest unghi este unghiul critic, el apare în regim de invertor. Calculul tensiunii redresate ținînd cont de unghiul de comutație, se face cu ajutorul figurii 7.17 la care se consideră $\alpha \neq 0$. Valoarea medie a tensiunii va fi:

$$\bar{U}_d = U_{d0} [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/2 = \hat{U} \frac{p}{\pi} \sin \frac{\pi}{p} \cdot$$
$$\cdot [\cos \alpha + \cos (\alpha + \gamma)]/2 \qquad (7.5)$$

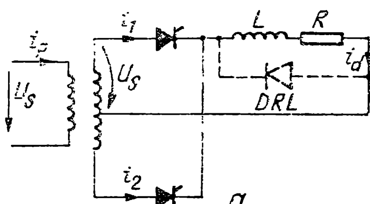
unde p este numărul de pulsuri într-o perioadă, ($p \neq 1$), la $p = 1$ nu există comutație.

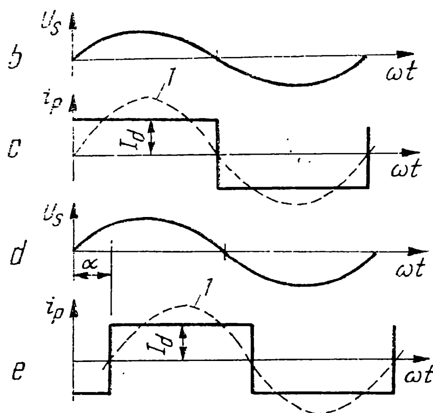
Unghiul de comutație γ se calculează din condiția: $i_1 = 0$ la $\omega t = \gamma$ din relația (7.3): $\gamma = \arccos [(\hat{I}_k \cos \alpha - I_d)/\hat{I}_k]$, relație care arată că durata comutației crește cu creșterea curentului de sarcină I_d, I_k, fiind o constantă pentru un redresor dat, γ scade cu α pentru I_d constant.

Redresorul comandat are avantajul reglării continue și cu căderi mici a tensiunii redresate. Apare dezavantajul că redresorul comandabil consumă energie reactivă (afară de cea de comutație). În figura 7.18 se consideră o conexiune cu punct median cu două pulsuri. În ipoteza unei comutații instantanee și $\alpha = 0$ tensiunea primară și curentul primar sînt reprezentate în figurile 7.18, *b* și *c*. Se constată că fundamentala curentului este în fază cu tensiunea. În figurile 7.18, *d* și *e* se dau aceleași mărimi pentru un reglaj $\alpha \neq 0$. Se constată că fundamentala curentului este defazată în urma tensiunii cu unghiul α. Deci prin simplul reglaj de fază redresorul devine consumator

Fig. 7.18. Defazajul tensiune — curent la redresorul comandat:

a — schema electrică; *b* — tensiunea din primar; *c* — curentul din primar pentru $\alpha = 0$; *d* — tensiunea din primar; *e* — curentul din primar la $\alpha \neq 0$; (*1* — fundamentale).





de energie reactivă. Funcționarea unui redresor comandabil poate fi îmbunătățită dacă se conectează o diodă în paralel cu sarcina (desenată punctat) numită diodă de regim liber (*DRL*) sau diodă de descărcare.

O diodă *DRL* conduce la următoarele avantaje:

— ondulația tensiunii redresate este mai mică la același unghi α,

— scade puterea reactivă absorbită la același α;

— *DRL* asigură o protecție contra supratensiunilor la întreruperea circuitului de alimentare;

— unele conexiuni (cum sînt cele în punte) pot fi simplificate;

dezavantajele sînt:

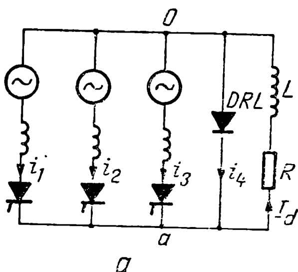
— cu cît *p* este mai mare funcționarea diodei *DRL* începe la α mare;

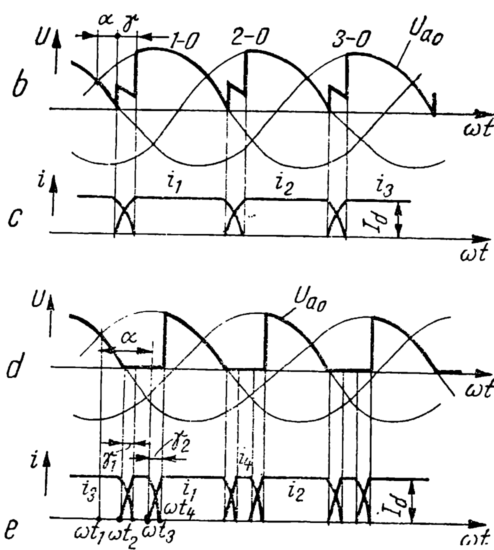
— conexiunea cu *DRL* nu poate funcționa în regim de invertor.

În figura 7.19 se prezintă variația tensiunii redresate și a curenților din faze fără *DRL* (*b* și *c*) și cu *DRL* (*d* și *e*). De remarcat că tensiunea redresată și curenții au alte forme în prezența diodei DRL. În momentul ωt_1 conduce latura *3*, în ωt_2, tensiunea la bornele ventilului schimbă de semn și dioda DRL se deschide; catodul diodei DRL ajunge la un potențial sub

Fig. 7.19. Redresor comandat cu *DRL*:

a — schema de montaj; *b* — tensiunea de alimentare și redresată fără DRL; *c* — curenții pe fază fără DRL; *d* — tensiunea de alimentare și redresată cu DRL; *e* — curenții din faze cu DRL.



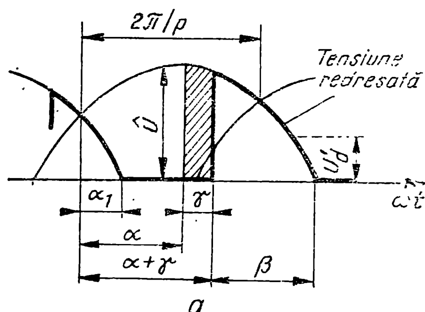


cel al anodului (care este zero) și curentul este comutat de pe latura *3* pe DRL. Tensiunea la bornele sarcinii este căderea de tensiune pe DRL deci practic zero. În ωt_3 se comandă ventilul de pe latura *1* (cu anodul la potențial mai ridicat decît catodul); el intră în conducție și preia curentul de la DRL. În ωt_4 comutația s-a terminat și punctul *a* ia potențialul lui *1*. Unghiul α de la care începe să lucreze dioda DRL la un montaj dat, corespunde momentului cînd tensiunea redresată ar deveni negativă. DRL lucrează pentru $\alpha > \alpha_1$, α_1 este dat în tabelul 7.1. În figura 7.20 se prezintă tensiunea redresată și caracteristicile de reglaj pentru schema din figura 7.19, *a*. În figura 7.21 se prezintă atît schema electrică a redresorului trifazat semicomandat cu $p=6$ cît și variația în timp a tensiunilor și curenților.

Pînă în momentul t_1, T_3 și D_2 conduc, la $t=t_1$ intră în conducție dioda D_3, deci conduc D_3 și T_3, comutația de pe D_2 pe D_3 reprezintă trecerea curentului transformatorului prin această latură. În timpul comutației $t \in (t_1, t_2)$, potențialul punctului *b* este semisuma potențialelor *2* și *3*; același potențial are și punctul *a*. După terminarea comutației $(t=t_2)$ *a* și *b* capătă potențialul punctului *3*. La $t=t_3$ amorsează tiristorul T_1 și începe comutația între T_3 și T_1, în momentul $t=t_4$ se trece la funcționarea normală și conduc T_1 și D_3, potențialul lui *a* este egal cu potențialul lui *1*, iar al lui *b* cu cel al lui *3*. La $t=t_5$ funcționarea se repetă. De remarcat că funcționarea descrisă are loc pentru $\alpha > \omega(t_1 - t_0)$ adică $\alpha > 60°$.

TABELUL 7.1. **Valorile unghiului α pentru dioda în regim liber**

α_1	0°	30°	60°	75°
p	2	3	6	12



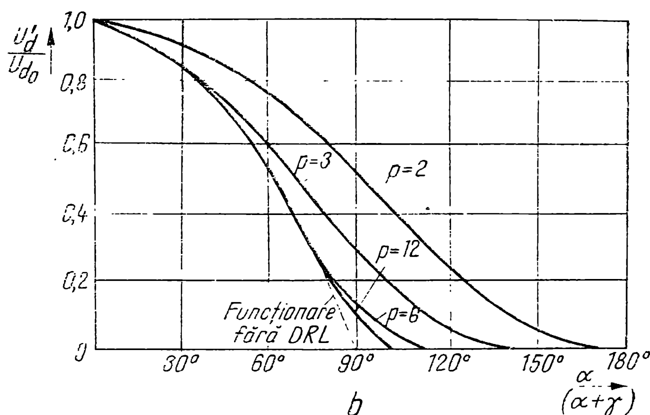


Fig. 7.20. **Tensiunea redresată la funcționarea cu *DRL* (*a*) caracteristicile de reglaj cu *DRL* (*b*)**

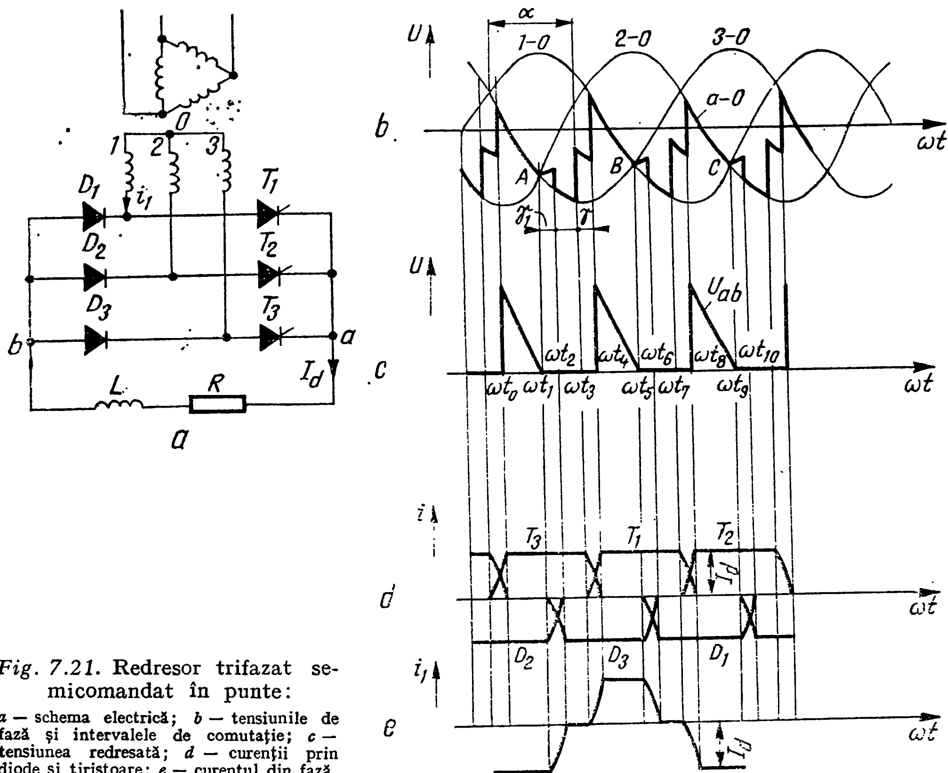


Fig. 7.21. Redresor trifazat semicomandat în punte:

a — schema electrică; *b* — tensiunile de fază și intervalele de comutație; *c* — tensiunea redresată; *d* — curenții prin diode și tiristoare; *e* — curentul din fază.

La funcționarea redresorului cu o sarcină care are o tensiune electromotoare, apar fenomene noi și unele relații de calcul nu mai sînt aplicabile, în plus solicitările elementelor pot diferi (cazul alimentării motorului de curent continuu). Pentru un unghi α dat, pe măsură ce curentul de sarcină scade, tensiunea la bornele motorului crește, avînd valori ale lui α pentru care la sarcini mici tensiunea electromotoare a motorului depășește $\overline{U}_{d0}$, rezultînd un regim de curent întrerupt. Acolo unde acest regim deranjează se calculează L astfel ca să nu rezulte regim de curent întrerupt.

Proprietățile tiristorului fac ca în schemele analizate să nu se poată inversa curentul. Inversarea curentului se poate realiza prin conectarea cu bornele inversate a unui alt redresor (conexiune antiparalel). Prin această conexiune apare pericolul de scurtcircuit între surse; pentru a se evita scurtcircuitul cele două redresoare sînt comandate prin tensiuni egale și de semn contrar. Mai rămîne pericolul ca diferența între valorile instantanee dintre tensiunile redresate ale celor două redresoare să ducă la apariția unui curent mare; pentru a evita acest fenomen să iau diverse măsuri.

Variatorul de tensiune continuă se realizează prin schema cu comutație forțată (fig. 7.14).

Acest tip de mutator servește pentru alimentarea cu tensiune continuă variabilă a unui consumator de la o rețea de tensiune continuă, constantă. Variatoarele de tensiune își găsesc aplicație mai ales la alimentarea și reglarea motoarelor de curent continuu în unele domenii de acționări. Marele avantaj al variatoarelor de tensiune continuă față de metodele clasice de reglaj, cum sînt de exemplu reostatele, este randamentul foarte ridicat și

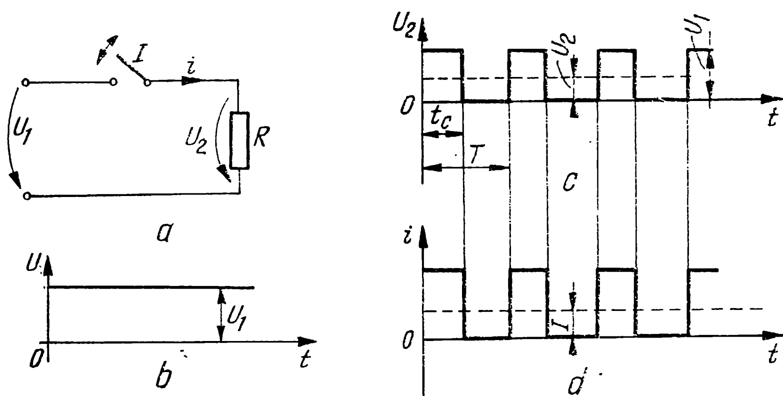


Fig. 7.22. Variator de c.c. cu sarcina rezistivă:
a — schema de principiu; *b* — tensiunea de alimentare *U* de valoare U_1; *c* — variația tensiunii U_2 de valoare medie U_2; *d* — variația curentului i_1.

inerția redusă; permit pornirea fără pierderi și frînarea recuperativă. La vehiculele alimentate de la fir de cale de curent continuu sînt net superioare metodelor clasice de reglaj cu contactoare și rezistențe, eliminînd printre altele acea sursă de defect „contactul electric".

În principiu variatoarele de curent continuu se pot construi începînd de la 1 kW pînă la puteri de ordinul megawaților. Practic s-a impus variatorul de *tip chopper*.

În figura 7.22 este prezentată o schemă de principiu a unui variator de tensiune continuă de tip chopper. Întreruptorul *I*, considerat ideal, (comută fără arc electric) închide și deschide circuitul după un program dat. În acest caz de la o tensiune constantă U_1 se obține, la sarcină, o tensiune a cărui valoare medie U_2 poate diferi de U_1. Cu notațiile din figura 7.22, tensiunea medie $U_2 = t_c U_1 / U = kU_1$; raportul $k = t_c/T \leqslant 1$ se mai numește *factor de comandă al variatorului*. Tensiunea U_2 poate fi reglată între zero și U_1. În cazul sarcinii rezistive curentul este tot pulsatoriu. Reglajul la acest variator se poate face:

— variind durata de conducție t_c (lățimea impulsurilor) la T constant,

— variind perioada T, deci frecvența de basculare, la t_c constant,

— combinat, variind atît t_c cît și T.

Îmbunătățirea formei curentului se poate face printr-o latură suplimentară și o diodă de regim liber. Aceasta presupune însă o sarcină de tip inductiv, ca atare în cazul sarcinilor rezistive se va conecta o inductivitate de filtraj. În acest caz (fig. 7.23) tensiunea la bornele sarcinii variază tot de la zero la U_1. În regim permanent, cînd *I* închide circuitul curentul i_1 crește de la i_1', exponențial, și scade la zero cînd *I* deschide (după t_c). În momentul întreruperii, prin sarcină valoarea curentului era i_1''. În acest moment se deschide DRL, deoarece inductivitatea devine generatoare de energie și circuitul sarcinii este din nou închis (prin DRL) curentul scăzînd exponențial, un timp $T - t_c$ (ajungînd la valoarea i_1') după care închide din nou *I*. În figura 7.23 se prezintă variația în timp a curenților ($i_2 = i_1 + i_3$). Dacă $L/R \gg T$ atunci $i_2 \approx$ const. În acest caz curenții i_1, i_2, i_3 au forma din figura 7.24. Puterea absorbită este $P_1 = U_1 I_1$, iar puterea cedată sarcinii $P_2 = U_2 I_2$, neglijînd pierderile ($P_1 = P_2$) și cu $U_2 = kU_1$ rezultă $I_1 = kI_2$, care

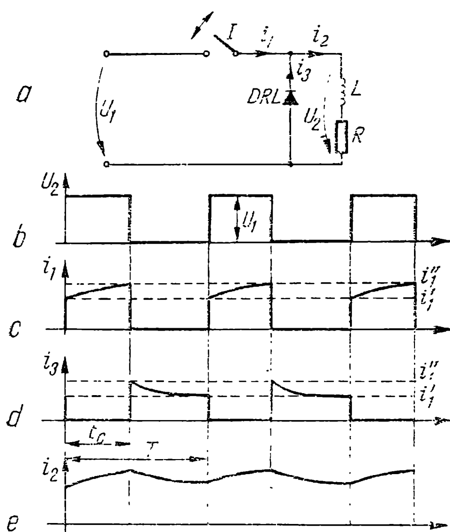


Fig. 7.23. Variator cu sarcină *R-L* şi *DRL*:
a — schema de principiu; *b* — variaţia tensiunii U_2; *c* — variaţia curentului i_1; *d* — variaţia curentului i_3 prin *DRL*; *e* — variaţia curentului de sarcină $i_2 = i_1 + i_3$.

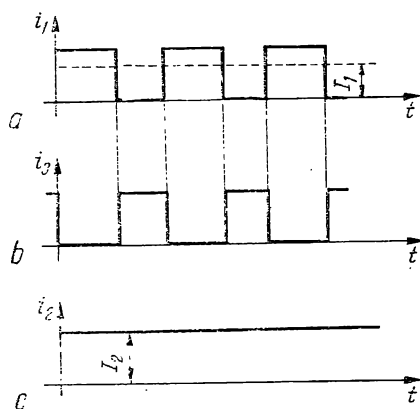


Fig. 7.24. Curenţii în cazul $L/R \gg T$.

formal este identică cu relaţia dintre curenţi la transformator, motiv pentru care variatorul de curent continuu se mai numeşte şi transformator de curent continuu cu $k \leqslant 1$.

Pentru îmbunătăţirea performanţelor variatoarelor de curent continuu se prevăd circuite de stingere, realizîndu-se stingerea tiristorului principal la o comandă (voită sau automat); acesta conduce la o modificare comodă a duratei de comutaţie t_c. În figura 7.25 este dată schema unui variator de curent continuu cu un circuit relativ simplu de stingere. Pentru pornirea montajului trebuie încărcat mai întîi condensatorul de stingere C_s fapt care se realizează prin amorsarea tiristorului de stingere T_2. Condensatorul C_s se încarcă prin T_2 şi sarcină, cînd $i_c=0$ (după o semiperioadă) condensatorul este încărcat cu polaritatea din figură avînd tensiunea la borne $u_c= =U_1$. Schema este gata de lucru. Se consideră funcţionarea în regim permanent. Se presupune $u_c=U_1$, $t=t_0$, curentul I_2 se închide prin DRL. După amorsarea lui T_1 condensatorul se descarcă oscilant prin T_1, L_s, D. La trecerea prin zero a lui i_c $(t=t_1)$, condensatorul are tensiunea $-U_1$ (polaritatea din paranteză) şi i_D rămîne zero, deoarece dioda D blochează. În intervalul $t_1 - t_0$ prin T_1 trece curentul de sarcină $i_{T1} = I_2 + i_c$ şi $U_{T1} = 0$.

Tiristorul de stingere T_2 are curent zero şi $u_{T2}=-u_c$. După t_1 schema este pregătită pentru stingere. Pentru stingerea lui T_1, se amorsează T_2 la momentul t_2. Condensatorul C_s (cu polaritatea din paranteză) realizează prin T_2, T_1 un curent rapid crescător, limitat ca pantă numai de inductivităţile de limitare (în serie cu T_1 şi T_2 nefigurate în desen) a pantei curentului, care prin T_1 este de semn contrar cu I_2. Cînd această diferenţă devine zero T_1 stinge, iar curentul I_2 este preluat de $T_2(t=t_2)$. Procesul de stingere a lui T_1 este foarte rapid. C_s (cu polaritatea din paranteze) se descarcă la curent constant. La $t=t_3$, $u_c=0$, care anterior a fost aplicată ca tensiune inversă lui T_1. Continuă încărcarea lui C_s pînă la U_1, în $t=t_4$,

Fig. 7.25. Circuitul variatorului cu stingere comandată.

Fig. 7.26. Variator cu stingere pe catod.

C_s s-a încărcat cu polaritatea din figură, curentul prin T_2 devine zero, iar I_2 se închide prin DRL. În intervalul t_4—t_2 tensiunea u_c este aplicată lui T_1 în sens direct. Tensiunea la bornele sarcinii în intervalul t_4—t_3 este $u_2=$ $=U_1+u_c$. În $t=t_4$, cînd T_2 blochează, tensiunea la bornele sale rămîne zero, după $t=t_4$ situația fiind ca la $t=t_0$. Dacă se constată că sarcina este de tip $R—L$ cu tensiune contraelectromotoare, care este cazul tipic al alimentării indusului motoarelor de curent continuu în ipoteza unui curent de sarcină constant, nu se schimbă nimic în funcționarea descrisă. Eliminarea solicitărilor lui C_s se face prin mărirea acestei capacități (nu este totdeauna avantajos deoarece ar putea mări perioada de oscilație) sau înlocuirea diodei D cu un tiristor. În figura 7.26 este prezentat un variator la care circuitul de stingere nu mai este conectat în derivație cu tiristorul principal. Principiul stingerii se bazează pe ridicarea potențialului catodului tiristorului principal T_1, pînă cînd acesta stinge comutînd conducția pe DRL.

În momentul conectării variatorului la rețea C_s se încarcă oscilant prin L_2, circuitul este astfel dimensionat încît $u_c > U_1$. În această situație se poate comanda T_1. Se consideră că la t_0 tiristorul T_1 este în conducție și se dă comanda de stingere pe T_2. În acest moment catodul lui T_1 ajunge la potențialul pozitiv al lui C_s care este mai mare ca U_1 și ca atare se comută imediat curentul de pe T_1 pe DRL, lui T_1 i se aplică tensiunea inversă $u_{T1}=u_c—U_1$. Tensiunea la bornele lui T_1 devine zero în t_1 cînd $u_c=U_1$ apoi pozitivă. În t_1 intră în comutație și D_2, curentul i_4 care era $i_4=—i_c$ este acum $i_4=—i_c+$ $+i_5$. În t_2, $u_c=U_1$ și tensiunea la bornele lui T_1 inversează din nou de semn pînă în t_3, cînd $i_4=0$ se blochează D_1, u_{T1} devine egal cu U_1. După t_3, condensatorul continuă să se încarce peste U_1 pînă în t_4 cînd și $i_5=0$. În t_5 se comandă T_1 care preia conducția de la DRL, iar la o nouă comandă de stingere fenomenele se repetă ca la t_0.

Generatorul de curent continuu mai este utilizat ca amplificator de putere pentru motoare în procese cu șocuri mari de cuplu, alimentate de la o rețea fără rezervă mare de putere (sensibilă la șocuri). Generatorul este antrenat de un motor asincron și este comandat pe excitație cu putere mică de la un reostat potențiometric sau cu tensiunea de la schema de reglare automată. Tensiunea continuă la bornele indusului este proporțională cu curentul de excitație cît timp circuitul magnetic nu este saturat. Acest ansamblu ete denumit sistem generator-motor. Dezavantajele constau în faptul că are inerții mari (constanta de timp a excitației provoacă întîrzieri în executarea comenzilor date prin tensiunea de excitație), cere instalarea a două mașini electrice pentru comanda celei de a treia și are randamentul scăzut (0,55...0,88 crescînd cu puterea nominală).

Amplificatorul magnetic este utilizat în măsură din ce în ce mai redusă. Principiul de funcționare se bazează pe saturația miezului magnetic al unei bobine conectată în serie cu sarcina care se comandă. Printr-o înfășurare separată de curent continuu (înfășurarea de comandă) se crește gradul de saturație a circuitului magnetic; prin aceasta scade inductanța echivalentă a bobinei și crește curentul de sarcină. Dependența între curentul de sarcină și cel de comandă precum și schema amplificatorului sînt prezentate în figura 7.27.

c) *Elemente de execuție cu tensiune alternativă de amplitudine variabilă.* Variația amplitudinii tensiunii alternative de alimentare se face prin mutatoare cu tiristoare sau comutație naturală prin „tăierea“ alternanțelor tensiunii alternative sinusoidale de la rețea (fig. 7.28). Prin conectarea în

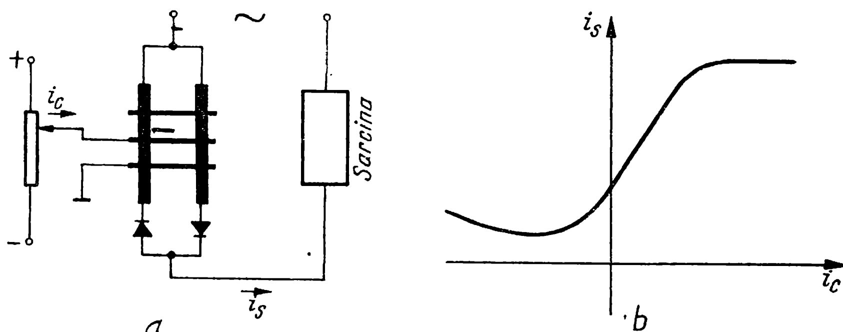


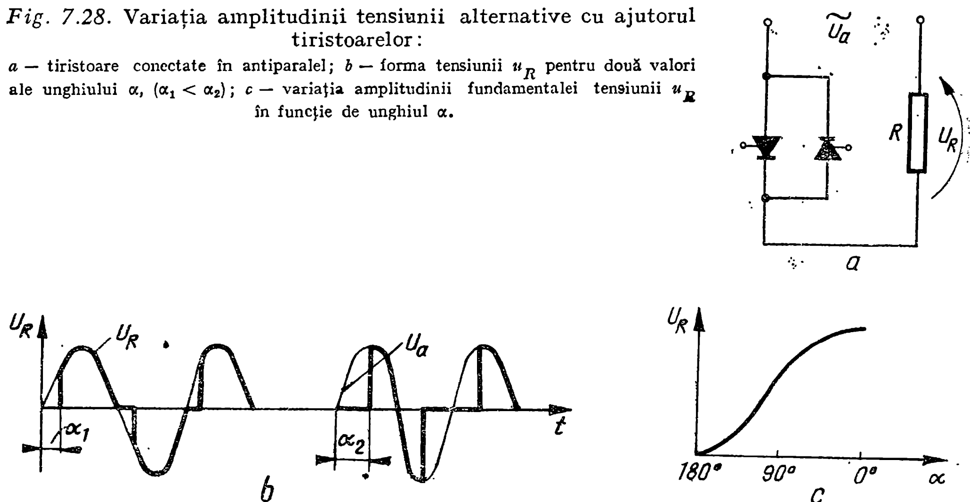
Fig. 7.27. Element de execuţie cu amplificator magnetic:
a — schema amplificatorului magnetic; *b* — caracteristica amplificatorului.

antiparalel a două tiristoare se asigură trecerea prin sarcină a curentului în ambele sensuri. Amplitudinea se modifică prin unghiul de aprindere α. Se obţine pe sarcină o tensiune nesinusoidală din care prin dezvoltare în serie Fourier se poate afla amplitudinea componentei fundamentale care scade cu creşterea lui α; armonicile superioare trebuie luate în consideraţie prin pierderile suplimentare pe care le pot provoca la consumator.

Procedeul descris se aplică la reglarea vitezei motoarelor asincrone, prin variaţia tensiunii statorice, combinat cu introducerea unor rezistenţe în circuitul rotoric. În unele aplicaţii se mai utilizează variaţia tensiunii statorice prin cîte un amplificator magnetic pe fiecare fază.

La curenţi pînă la 15 A pe fază se pot utiliza dispozitive semiconductoare speciale, denumite *triacuri*. Triacul este un ventil semiconductor comandabil cu două borne principale B_1 şi B_2 şi un electrod de comandă G (fig. 7.29). El poate conduce în ambele sensuri (de aceea se mai numeşte şi tiristor bidirecţional sau tiristor de curent alternativ), dacă este comandat cu un curent de poartă. Odată intrat în conducţie, triacul se stinge cînd curentul din circuitul principal scade sub valoarea curentului de menţinere.

Fig. 7.28. Variaţia amplitudinii tensiunii alternative cu ajutorul tiristoarelor:
a — tiristoare conectate în antiparalel; *b* — forma tensiunii u_R pentru două valori ale unghiului α, ($\alpha_1 < \alpha_2$); *c* — variaţia amplitudinii fundamentalei tensiunii u_R în funcţie de unghiul α.



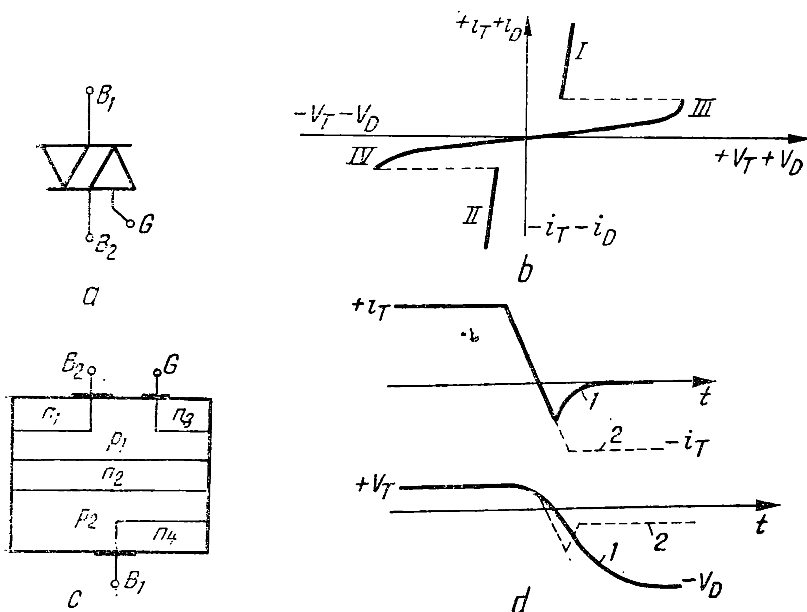


Fig. 7.29. Triacul:

a — simbol; *b* — caracteristica curent tensiune; *c* — joncțiunile triacului; *d* — ieșirea din conducție a triacului; *1* — întrerupere reușită; *2* — reamorsare.

În circuit, triacul funcționează cu două tiristoare montate antiparalel. Pe caracteristică se disting patru regimuri: conducția în direct (de la B_1 la B_2) notat I, conducția în invers (de la B_2 la B_1) notat cu II, blocat în direct III respectiv blocat în invers I (fig. 7.29, *b*). Triacul are o singură poartă putînd fi comandat cu impuls pozitiv sau negativ și deci circuitul de comandă este mai simplu decît la montajul cu două tiristoare. Din punct de vedere constructiv triacul este un ventil cu șase straturi (fig. 7.29, *c*). Sensibilitatea triacului la amorsare este diferită în cele patru cadrane și este maximă în cadranele 1 și 3. Spre deosebire de tiristor, triacul este sensibil la variația tensiunii inverse sensului în care a condus (fig. 7.29, *d*), cu linie întreruptă s-a indicat o întrerupere nereușită datorită depășirii lui du/dt; la triac valorile admise pentru du/dt sînt mai mici ca la tiristoare (în jur de 5 V/μs). Curentul nominal la triac reprezintă valoarea efectivă a curentului sinusoidal, undă plină, de durată. Evident triacul folosește un singur radiator.

Diacul (fig. 7.30) denumit și diodă bidirecțională este o diodă, care la atingerea tensiunii sale de străpungere V_{BR} intră în conducție. Acest fenomen se întîmplă indiferent de polaritatea tensiunii aplicate. Diacul este un element de comandă, fiind folosit mai ales pentru comanda triacului.

d) *Elemente de execuție cu frecvență (și tensiune) variabilă.* Frecvența variabilă se obține prin mutatoare cu tiristoare în următoarele variante: convertizorul direct, convertizorul indirect, cu frecvență autocomandată, cu comanda independentă a frecvenței.

Convertizorul direct (cicloconvertor) se bazează pe folosirea proprietăților redresoarelor bidirecționale. Funcție de valoarea tensiunii de comandă u_{cR} se modifică valoarea unghiului de comandă și respectiv tensiunea medie

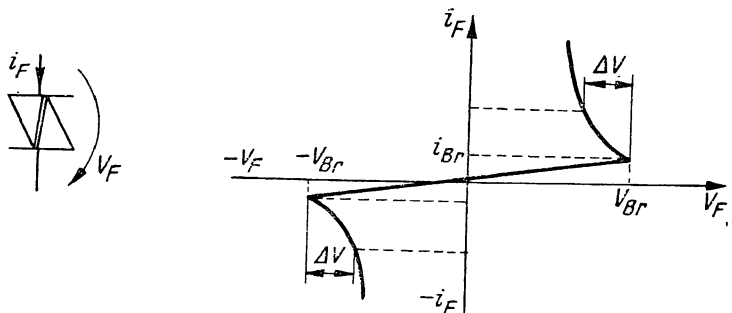


Fig. 7.30. Diacul:
a — simbol; *b* — caracteristica curent tensiune.

redresată U_{Am}, dependența $U_{Am}=f(u_{cR})$ este lineară. Rezultă că dacă se aplică o tensiune u_c sinusoidală pe DCG va rezulta o variație sinusoidală a tensiunii de sarcină. Perioada T (și frecvența f) a tensiunii de sarcină este egală cu cea a tensiunii de comandă aplicate. Tensiunea pe sarcină este valoarea medie a unei tensiuni în formă de impulsuri avînd perioada T_r (frecvența f_r) fixă. Ca urmare într-o perioadă a tensiunii de comandă trebuie cuprinse un număr suficient de mare de impulsuri ($T \gg T_r$). Această condiție limitează frecvența maximă a tensiunii alternative de ieșire a convertizorului la 20 Hz în cazul frecvenței rețelei de 50 Hz. Un sistem trifazat de tensiuni de frecvență variabilă necesar pentru comanda motoarelor asincrone și sincrone se realizează prin utilizarea pe fiecare fază a cîte unui redresor bidirecțional. Tensiunile de comandă pe cele trei redresoare trebuie să fie sinusoidale, de aceeași frecvență și defazate între ele cu 120° la toate frecvențele. În figura 7.31 s-au prezentat tensiunile de comandă pe fazele A și B la două frecvențe diferite. La comanda motoarelor asincrone pentru evitarea saturației circuitului magnetic, amplitudinea tensiunii alternative trebuie să varieze proporțional cu frecvența, la valori sub frecvența nominală a motorului. Modificarea amplitudinii tensiunii alternative de alimentare se face prin variația amplitudinii tensiunilor sinusoidale de comandă u_c, aplicate pe cele trei redresoare bidirecționale.

Convertizoarele directe se utilizează la alimentarea unui număr mare de motoare asincrone de la același convertizor (de exemplu căi cu role la laminoare) și la alimentarea motoarelor sincrone la putere foarte mare, la care nu se construiesc motoare de curent continuu (exemplu: 20 MW la mori de ciment). În figura 7.32 se prezintă schema de principiu a cicloconvertorului pentru o fază cu două grupe de redresoare în montaj antiparalel, precum și formele tensiunii și curentului prin sarcină. În cazul sarcinii inductive (sau capacitive), deoarece curentul prin sarcină nu mai este în fază cu tensiunea, în momentul trecerii prin zero se stinge ventilul care a condus, apoi se lasă o anumită pauză ψ (și la sarcina rezistivă se lasă o mică pauză) după care intră în conducție celălalt grup. Se poate varia tensiunea la bornele sarcinii făcînd ca cele două grupe de redresoare să lucreze în regim comandat și variind unghiul de comandă. La acest tip de cicloconvertor frecvența se poate varia în trepte. Aceasta înseamnă că pentru un cicloconvertor alimentat la 50 Hz în cazul grupurilor cu 3 pulsuri, frecvența $f_2 \in [0;\ 12{,}5\ \text{Hz}]$, iar la 6 pulsuri $f_2 \in [0;\ 25\ \text{Hz}]$. Cicloconvertorul nu per-

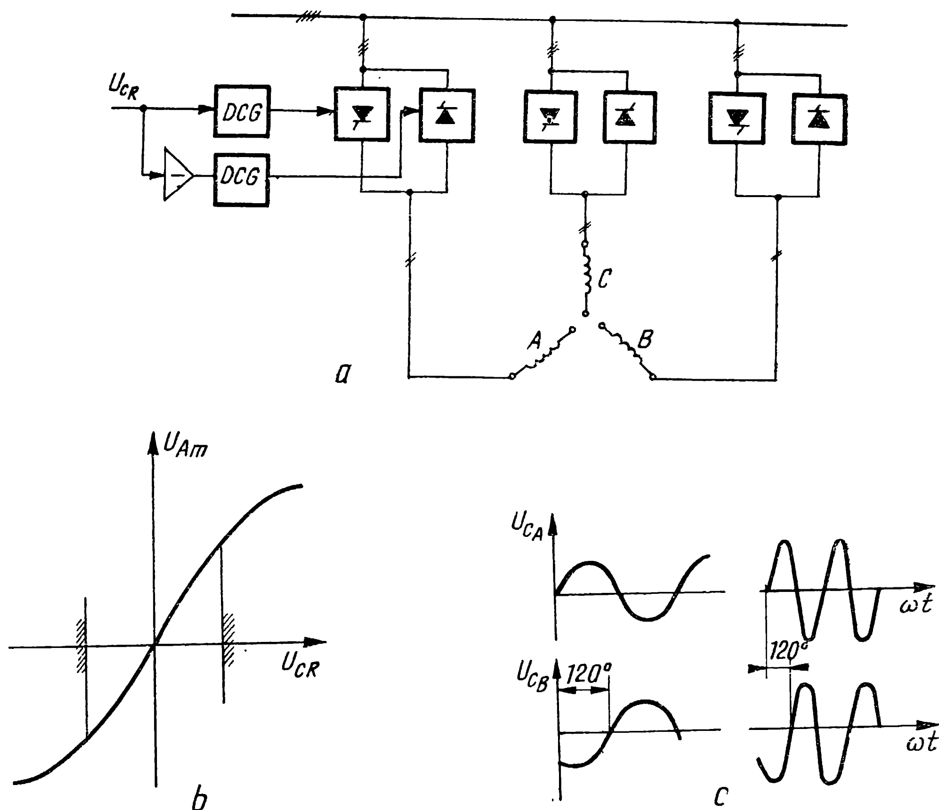


Fig. 7.31. Convertizorul direct
(a); dependența între tensiunea medie redresată U_{AM} și tensiunea de comandă μ_{cR} (se indică porțiunea lineară) (b); tensiunile de comandă pe fazele A și B la două frecvențe diferite (c).

mite un reglaj continuu al frecvenței, iar tensiunea de ieșire conține multe armonici. Aceste dezavantaje pot fi eliminate dacă pentru fiecare tiristor se folosește un alt unghi de comandă. Se obține cicloconvertorul cu tensiune reglabilă, cu frecvența reglabilă și cu o tensiune cu un conținut mai mic de armonici.

Convertizorul de frecvență indirect autocomandat se bazează pe proprietatea redresoarelor cu tiristoare de a funcționa în regim de invertor (unghiul de aprindere α între 90° și 180°). În acest regim energia este transmisă din circuitul de curent continuu spre circuitul de curent alternativ. Pentru modificarea tensiunii se utilizează un redresor comandat cu tiristoare; în circuitul de curent continuu se introduce o bobină pentru filtrare, sau o bobină și un condensator. Comanda invertorului și ca urmare și frecvența lui, sînt determinate de rotor (alimentează un motor sincron). Acest tip de convertizor poate funcționa pînă la 200 Hz. Funcționarea este limitată spre frecvențe joase, deoarece tensiunea motorului este scăzută și nu mai asigură comutația corectă a tiristoarelor. Fenomenul se poate evita în varianta în care impulsurile pentru comanda invertorului sînt date de un traductor de poziție al rotorului. Varianta este denumită convertor indirect cu frecvență comandată de rotor sau „motor cu comutator electronic".

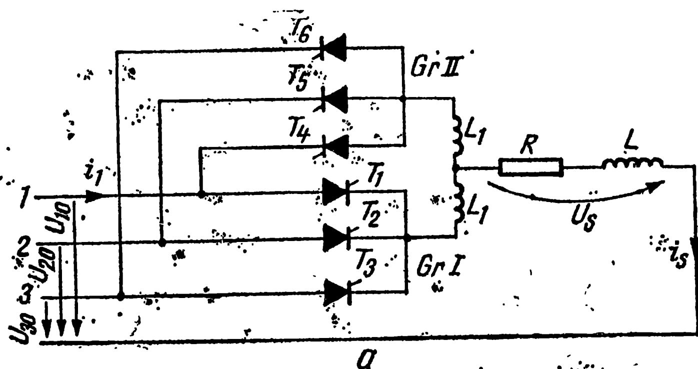
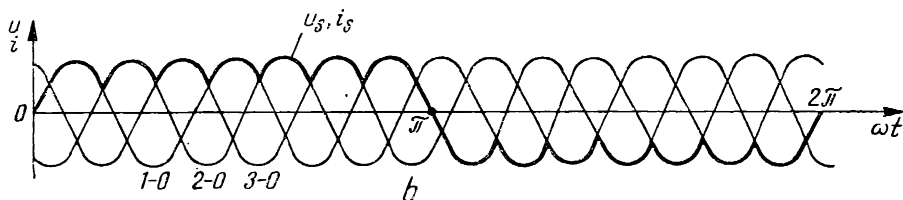
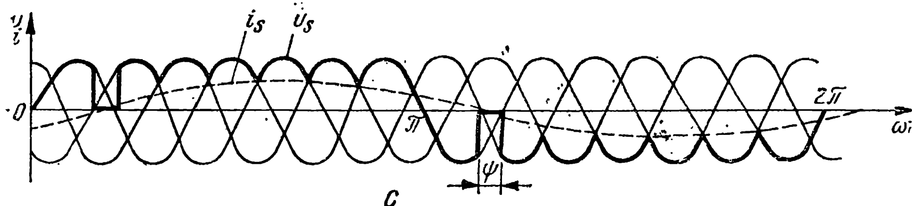
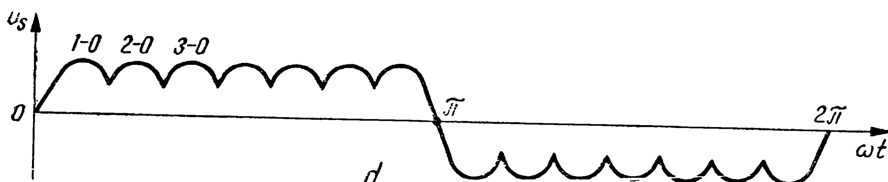
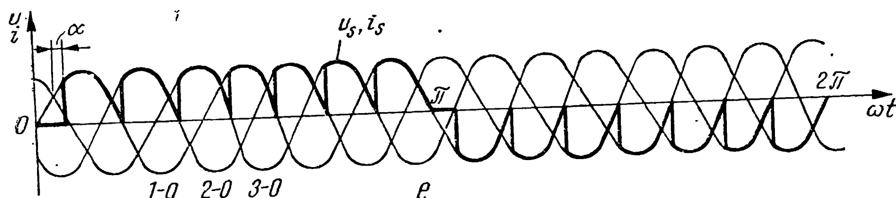


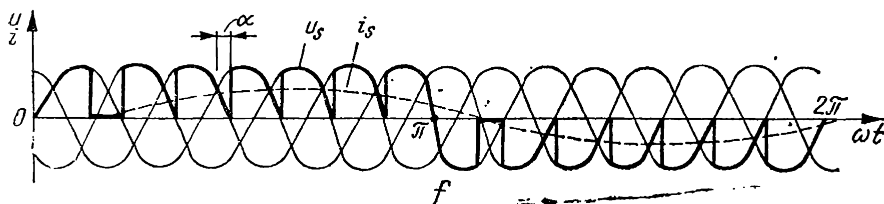
Fig. 7.32. Schema de principiu a cicloconvertorului *(a)*; tensiunea și curentul de sarcină la sarcina rezistivă și $\alpha = 0$ *(b)*; tensiunea și curentul la sarcină inductivă și $\alpha = 0$ *(c)*; tensiunea U_s de frecvență f_0 *(d)*; tensiunea și curentul de sarcină la sarcina rezistivă și $\alpha \neq 0$ *(e)*; tensiunea și curentul de sarcină la sarcină inductivă și $\alpha \neq 0$ *(f)*.











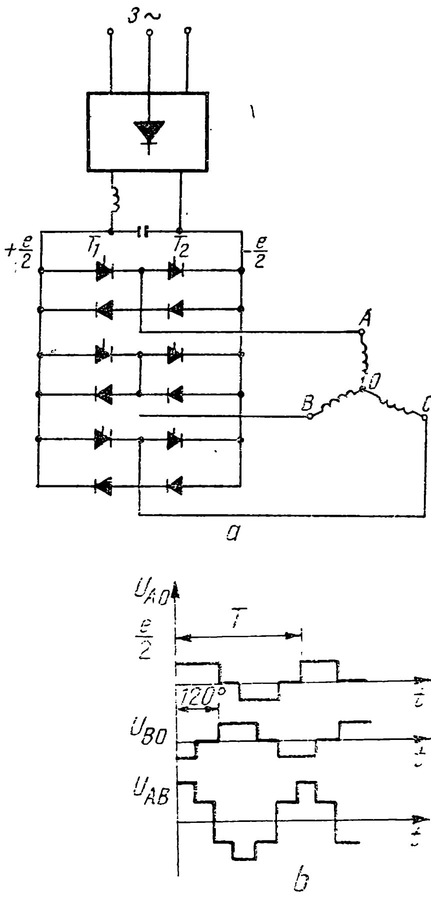


Fig. 7.33. Convertizor indirect cu frecvență comandată independent *(a)*; forma tensiunii pe faze (u_{AO}, u_{BO}) și a tensiunii de linie u_{AB} *(b)*; tensiunea u_{AO} obținută prinntr-un tren de impulsuri *(c)*.

Convertizorul indirect cu comandă independentă a frecvenței (fig. 7.33) utilizează tiristoare în regim de comutație forțată. Convertizorul este prevăzut cu un circuit intermediar de tensiune continuă. Fiecare fază a motorului asincron (sincron) este conectată la borna pozitivă și respectiv negativă a sursei prin cîte un tiristor cu blocarea forțată. În paralel cu fiecare tiristor există cîte o diodă pe care se comută curentul în momentul blocării tiristorului, pentru a evita supratensiunile cauzate de inductanțele statorului. Prin circuitul descris se poate obține o tensiune pe stator de o formă dreptunghiulară (fig. 7.33,*b*). Se conectează inițial faza *A* la borna sursei prin T_1, pe o durată de 120°. În alternanța următoare se conectează prin T_2 la borna negativă a sursei și se deconectează apoi după 120°. Fazele *B* și *C* sînt conectate analog, însă cu un defazaj de 120° respectiv 240° față de tensiunea aplicată fazei *A*. Tensiunea U_{AB} are valoarea maximă *e* și forma din figură. Modificarea frecvenței se face prin comanda adecvată a tiristoarelor, se scade perioada, păstrînd decalajele corespunzătoare între cele trei faze. Modificarea amplitudinii tensiunii alternative se face prin două procedee:

— se modifică tensiunea continuă *e*, utilizînd un redresor comandat; amplitudinea tensiunii alternative se modifică proporțional cu *e*.

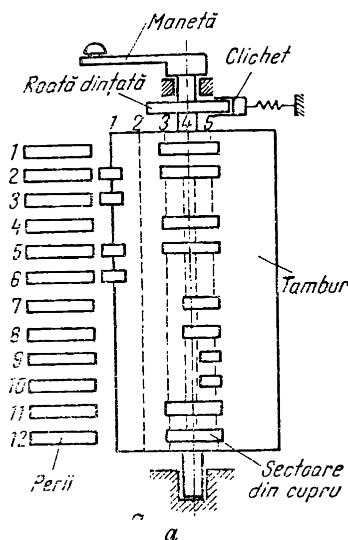
— se păstrează constantă tensiunea e, cu avantajul utilizării unui redresor simplu cu diode, iar pentru modificarea amplitudinii tensiunii alternative fiecare impuls de tensiune este obținut printr-un tren de impulsuri de pe rioada T_i (fig. 7.33,*c*); prin creșterea raportului t_c/T_i crește amplitudinea tensiunii alternative de perioadă T.

Metoda are dezavantajul că necesită un număr mai mare de tiristoare (principale și auxiliare) și necesită tiristoare rapide. Se aplică la alimentarea grupurilor de motoare asincrone conectate în paralel.

e) *Elemente de execuție cu rezistență variabilă.* Modificarea rezistenței se poate face continuu, prin reostate cu cursor, doar la curenți mici; Pentru acționările în trepte prin controler (comandă manuală), sau contactoare.

Controlerul este un aparat care conectează sau deconectează diverse circuite electrice, în funcție de poziția (unghiul) X_c a unei manete (fig. 7.34). Controlerul cuprinde un tambur din material izolant ce poate fi rotit cu ajutorul unei manete; tamburul se poate roti într-un număr fix de poziții, datorită unui dispozitiv de sacadare format dintr-o roată dințată, un clichet și un resort. Un număr de perii sînt conectate la circuitele exterioare. Pe tambur sînt fixate sectoare de cupru, de diverse lungimi și în diverse poziții, cu care periile pot face contact, sau nu — depinzînd de poziția manetei. Prin legăturile între sectoarele de cupru se asigură legături electrice între circuitele conectate la perii.

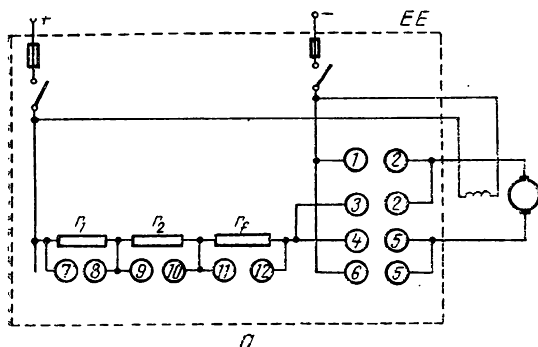
Legăturile electrice sînt reprezentate sub forma diagramei controlerului, care reprezintă suprafața desfășurată a tamburului (dacă generatoarea *4* este în dreptul periilor atunci se fac contactele: *1—2*, *4—5*, *7—8* și *11—12*). În figura 7.35 se prezintă un element de execuție pentru un motor de curent continuu, cu rezistență variabilă prin controler; r_1 și r_2 sînt rezistențe de pornire, iar rezistența de frînare se realizează prin conectarea în serie a rezistențelor r_1,r_2 și a rezistenței suplimentare r_f. Legătura între poziția controlerului și starea „închis" sau „deschis" a contactelor este dată în diagrama controlerului. În poziția de repaus toate contactele sînt deschise; pentru



Poziție / Nr contact	1 Frînă	2 Oprit	3 Mers 1	4 Mers 2	5 Mers 3
1					
2					
3					
4					
5					
6					
7					
8					
9					
10					
11					
12					

b

Fig. 7.34. Controler (*a*); diagrama controlerului (*b*).



Poziție / Contact	1 Frînă	2 Oprit	3 Mers 1	4 Mers 2	5 Mers 3
1-2			×	×	×
2-3	×				
4-5			×	×	×
5-6	×				
7-8				×	×
9-10					×
11-12			×	×	×

b

Fig. 7.35. Element de execuție cu rezistență variabilă prin controler:
a — schema elementului de execuție; *b* — diagrama controlerului.

pornire se conectează indusul la rețea prin $r_1 + r_2$ (poziția *3*) această situație se realizează prin închiderea contactelor *1—2*, *4—5* și *11—12*.

Contactele *11—12* scot din circuit rezistența r_f (utilizată doar la frînare). În pozițiile *4* și *5* se scurtcircuitează suplimentar rezistența r_1 și respectiv $r_1 + r_2$. Pentru frînare se trece maneta în poziția *1*, în care indusul motorului se conectează la rețea rămînînd în circuit rezistența $r_1+r_2+r_f$. Controlerul prezintă dezavantajele: manevrarea depinde de operator; la curenți mari, pentru întreruperea rapidă a arcului electric trebuie un resort puternic la dispozitivul de sacadare; periile și sectoarele se uzează.

Aceste dezavantaje se înlătură în cazul schemelor cu contactoare.

Contactoarele (fig. 7.36) sînt dispozitive electromagnetice prevăzute cu o bobină care magnetizează o armătură fixă și o armătură mobilă, pe care sînt fixate 2—4 contacte. La alimentarea bobinei armătura mobilă este atrasă și contactele mobile realizează cîte o legătură electrică la 2—4 contacte fixe. Măsuri constructive (presiune mare pe contacte, camere de stingere) asigură ca prin contacte să poată trece curenți foarte mari. Bobinele

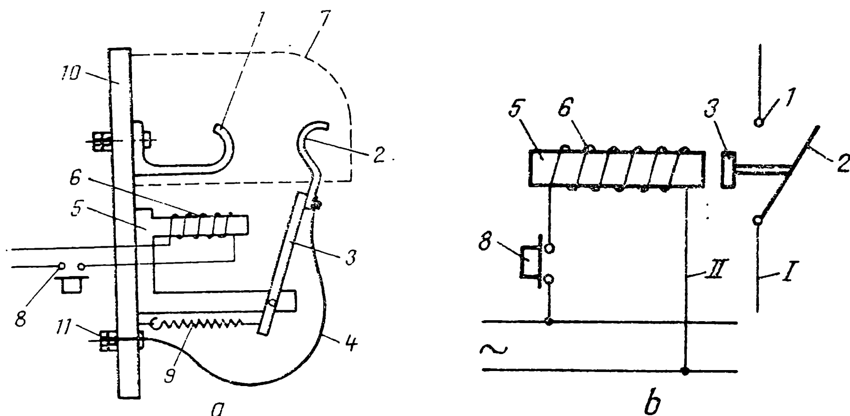


Fig. 7.36. Contactorul:
a — schema constructivă; *b* — schema electrică: *1* — contact fix; *2* — contact mobil; *3* — armătura electromagnetului; *4* — legătura flexibilă pentru trecerea curentului; *5* — electromagnet; *6* — bobina electromagnetului; *7* — camera de stingere; *8* — buton de comandă; *9* — resort de deschidere; *10* — placă din material izolant; *11* — borne de racord la circuitul exterior, I — circuit principal, II — circuit de comandă.

contactoarelor pot fi comandate în două moduri: printr-un controler, care de data aceasta este parcurs de curenți mici, rămîne însă comanda manuală; printr-un dispozitiv de automatizare, acesta stabilește automat momentul în care trebuie scurtcircuitate diversele trepte de rezistență.

7.2.4. TRADUCTOARE

În realizarea sistemelor cu anumite performanțe, o importanță deosebită are măsurarea anumitor mărimi fizice care dau informații asupra stării elementelor din sistem; aceste informații se obțin prin elementele denumite *traductoare* și servesc transmiterii unor comenzi. Traductorul are rolul să măsoare o mărime fizică din sistem (intrarea traductorului) și să transmită funcție de acesta o altă mărime (ieșirea traductorului), de natura fizică necesară DA și a cărui valoare este dependentă de intrarea traductorului. În cazul ideal mărimea de ieșire este strict proporțională cu mărimea de intrare $x_e = kx_i$, unde k este factorul de conversie al traductorului, dat de fabricant. Practic, există o abatere a ieșirii față de această valoare ideală, care definește clasa de precizie a traductorului și se exprimă prin $\varepsilon\% = \max|x_{er} - kx_i|\,100/k\,x_{in}$. Mărimea ε este denumită și eroare relativă maximă. Numărătorul reprezintă cea mai mare abatere Δx_{em} între valoarea teoretică $k\,x_i$ și indicația reală x_{er} de la ieșirea traductorului în tot domeniul de măsurare între valorile maxime pozitivă și negativă ale intrării $+x_{in} \ldots -x_{in}$ și ținînd cont de variația condițiilor de măsurare (temperatură, timp). În cazul ideal, mărimea de ieșire este constantă dacă intrarea este constantă. În realitate, există fenomene care provoacă variații ale ieșirii. Peste mărimea constantă se suprapun mărimi alternative perturbatoare care trebuie eliminate, deoarece în *DA* sînt amplificate și duc la comenzi greșite. Eliminarea lor se face printr-un filtru electric (fig. 7.37); filtrul provoacă o întîrziere mică T_f a semnalului, dar mai mare decît perioada perturbațiilor. Cu cît este mai mare T_f față de perioada perturbațiilor, cu atît amplitudinea paraziților la ieșirea din filtru este mai mică. Mărimea întîrzierii provoacă însă și întîrzieri nedorite la transmiterea mărimii de ieșire adică T_f trebuie să fie cît mai mic. Valoarea optimă a lui T_f rezultă ca un compromis între cele două condiții. Rezultă că în regimul tranzitoriu perturbațiile mărimii de ieșire a unui traductor trebuie să aibă amplitudinea cît mai mică și frecvența cît mai mare. Amplitudinea perturbațiilor se definește prin gradul de ondulație $\gamma\% = \tilde{x}_{em} \cdot 100/x_{en}$, la numărător fiind amplitudinea maximă a componentei alter-

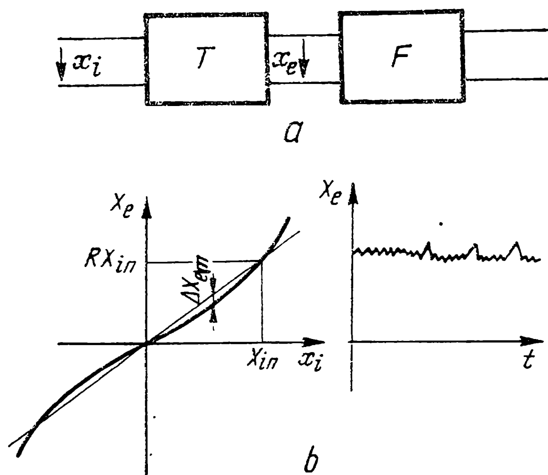


Fig. 7.37. Traductor cu filtru (*a*) precizia traductorului $x_e = f(x_i)$ (*b*).

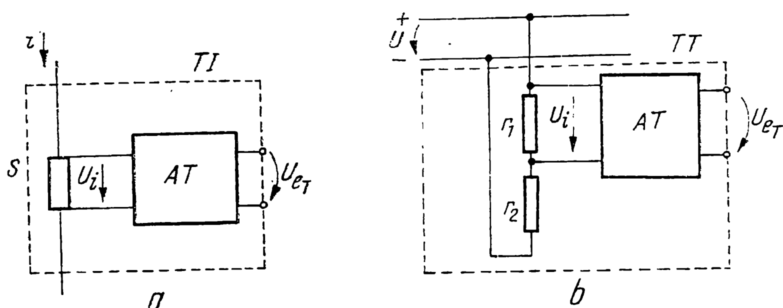


Fig. 7.38. Traductoare de curent continuu (*a*) şi de tensiune continuă (*b*).

native a ieşirii, iar la numitor valoarea nominală a ieşirii. Mărimile ε şi k reprezintă caracteristicile statice ale traductorului, iar gradul de ondulaţie şi frecvenţa ondulaţiilor caracteristicile dinamice.

După modul de variaţie a mărimii de ieşire traductoarele pot fi de următoarele categorii: traductoare continue; traductoare numerice; traductoare de tip releu (mărimea de ieşire are două valori posibile).

a) *Traductorul de curent continuu şi traductorul de tensiune continuă* utilizează acelaşi principiu, ilustrat în figura 7.38. Traductorul de curent este format dintr-un şunt s, parcurs de curentul de măsurat şi amplificatorul de tensiune continuă (amplificator pentru traductoare—AT), care amplifică tensiunea de la bornele şuntului (de ordinul 0,1 V) la valoarea necesară regulatorului (de ordinul 10 V). Traductorul de tensiune cuprinde un divizor rezistiv r_1, r_2 şi un AT de acelaşi tip ca la traductorul de curent; acesta nu este necesar din motive de amplificare (tensiunea este mai mare de 10 V) ci pentru a realiza separarea galvanică a circuitelor de forţă faţă de circuitele DA, în caz contrar se pot transmite impulsuri parazite de la circuitele de forţă.

Amplificatorul de tensiune (fig. 7.39) funcţionează astfel: se transformă tensiunea continuă de intrare într-o tensiune alternativă egală cu e, prin conectarea succesivă la una sau alta din extremităţile primarului transformatorului T_1, cu ajutorul unor contacte sincronizate.

Frecvenţa comutării este dată de un generator de tact GT. Pe înfăşurarea primarului forma de tensiune va fi u_{T1} (fig. 7.39,*b*). Tensiunea din

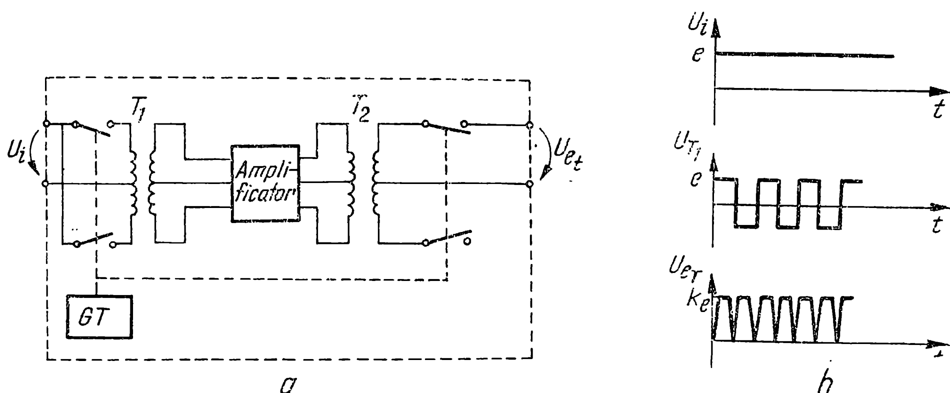
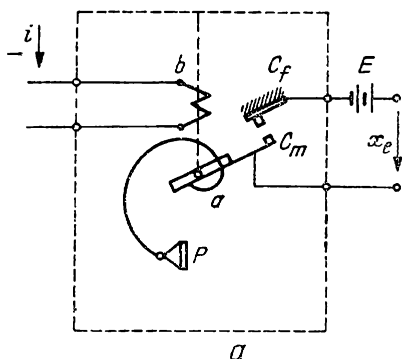


Fig. 7.39. Amplificatorul pentru traductoare (*a*); variaţia în timp a tensiunilor u_i, u_{T_1}, u_{e_T}(*b*).



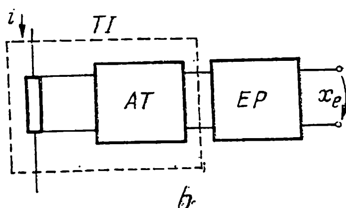


Fig. 7.40. Releul de curent:
a — cu contactele mecanice; *b* — cu element prag (*EP*).

secundarul transformatorului este amplificată într-un amplificator de tensiune alternativă, cu tranzistoare, care alimentează transformatorul T_2. Ca urmare în secundarul acestuia tensiunea va fi de aceeași frecvență și formă ca u_{T1}, dar amplitudinea mai mare de k ori. Cu ajutorul a două contacte sincrone cu cele din primarul transformatorului T_1 se obține la ieșire o tensiune continuă u_{eT}, de amplitudine ke. Tensiunea de ieșire nu este perfect continuă din cauza proceselor de comutație la închiderea și deschiderea contactelor sincronizate, are o componentă alternativă cu frecvența dată de frecvența de comutare a contactelor. Frecvența perturbatoare trebuie să fie mare, din acest motiv frecvența GT este de $1 \div 1{,}5$ kHz. Comutările circuitelor se realizează cu grupuri de tranzistoare cu funcționare echivalentă cu a contactelor.

Traductorul de curent și traductorul de tensiune tip releu denumite și releu de curent, respectiv releu de tensiune, sînt aparate realizate pe principiul galvanometrului (fig. 7.40, *a*). Releul are o bobină cu miez magnetic. La trecerea curentului prin bobină apare un cîmp magnetic a cărui intensitate depinde de valoarea curentului (sau a tensiunii). Sub efectul acestui cîmp, armătura mobilă a tinde să se rotească în jurul axului, în sensul săgeții antrenînd contactul mobil (C_m) și tensionînd resortul r, armătura mobilă se oprește în poziția în care se realizează echilibru de cupluri. La o anumită valoare a curentului (tensiunii) contactul mobil va atinge contactul fix (C_f) și circuitul exterior se închide. Valoarea curentului (tensiunii) la care se închide contactul se ajustează printr-o pîrghie, care deplasează punctul p de articulație al resortului r. Prezența contactelor mecanice duce la uzură din acest motiv s-au realizat traductoare tip releu fără contacte, prin utilizarea unor dispozitive electronice de discretizare, denumite elemente prag. Elementul prag este conectat la ieșirea traductorului de curent continuu (tensiune) și are următoarea proprietate: dacă tensiunea la ieșirea TI este mai mică decît valoarea prag, tensiunea x_e la ieșirea EP este zero (fig. 7.40, *b*), iar dacă tensiunea la ieșirea TI este mai mare decît valoarea prag, tensiunea x_e are o valoare E.

b) *Traductorul de curent alternativ și traductorul de tensiune alternativă* se realizează prin transformatoare de curent (respectiv de tensiune) urmate de un redresor cu diode. Tensiunea redresată este aplicată pe rezistența r cu cursor, care permite ajustarea coeficientului k (fig. 7.41). Tensiunea la ieșire x_e are și o componentă alternativă (perturbații) ca efect al redresării

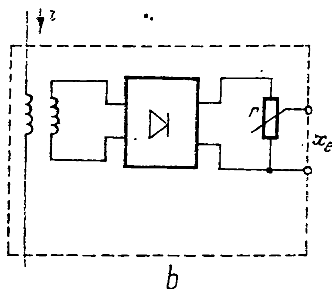


Fig. 7.41. Traductor de curent alternativ.

care nu are o frecvență suficient de ridicată ca să poată fi eliminată complet prin filtre. Traductoarele de curent sau tensiune alternativă tip releu se realizează analog ca la punctul *a.*

c) Traductoarele de viteză unghiulară. În acest scop se utilizează tahogeneratoare. Acestea sînt mașini electrice de mică putere care se folosesc în principal în instalații automate pentru a transforma vitezele de rotație în semnale electrice; sînt cuplate rigid cu arborele în rotație și funcționează în regim de generator. Tahogeneratoarele se mai folosesc (în special cele sincrone) pentru măsurarea vitezelor de rotație în locul tahometrelor mecanice, în acest caz la bornele de ieșire se conectează un voltmetru cu cadranul gradat direct în rot/min. Tahogeneratoarele sînt de curent continuu sau de curent alternativ. Tahogeneratoarele de curent alternativ pot fi sincrone și asincrone cu rotor în formă de pahar. La tahogeneratoarele sincrone cu rotorul cu magneți permanenți, cînd rotorul este în mișcare în înfășurarea statorică se induce o t.e.m. a cărei valoare efectivă este proporțională cu viteza de rotație. Deoarece frecvența t.e.m. este funcție de turație, odată cu variația turației se modifică structura impedanței totale a circuitului și deci și caracteristica de ieșire; din această cauză nu se utilizează în sistemele automate.

Tahogeneratorul asincron cu rotorul în formă de pahar este utilizat în schemele automate; frecvența de ieșire nu depinde de turația rotorului; ca și la servomotorul asincron pe stator sînt dispuse două înfășurări cu axele decalate la 90° o înfășurare de comandă și o înfășurare de ieșire. Tahogeneratoarele de curent continuu cu excitație cu magneți permanenți se utilizează pe scară largă, pentru ca frecvența perturbațiilor să fie ridicată, colectorul are un număr mare de lamele. Precizia poate ajunge la 0,1%. Tahogeneratorul este un generator de curent continuu de mică putere și are o construcție specială pentru obținerea unor caracteristici cu dependență redusă de temperatură sau timp (îmbătrînire). Traductoarele numerice de viteză se folosesc în diverse variante, în sisteme în care se cere o precizie deosebită și în care se utilizează *DA* numerice.

În figura 7.42 se prezintă un traductor numeric. Pe axul a cărui viteză se măsoară este cuplat un disc cu număr mare de fante (de ex. 1000). La fiecare rotație prin fante se transmit 1000 impulsuri luminoase de la o sursă de lumină la o fotodiodă, prin care sînt transformate în impulsuri electrice. Numărul de impulsuri electrice care apar în circuit într-un interval de timp fix T_e este proporțional cu viteza axului. Pentru obținerea acestui număr, impulsurile de la fotodiodă sînt transmise la un numărător; pornirea de la

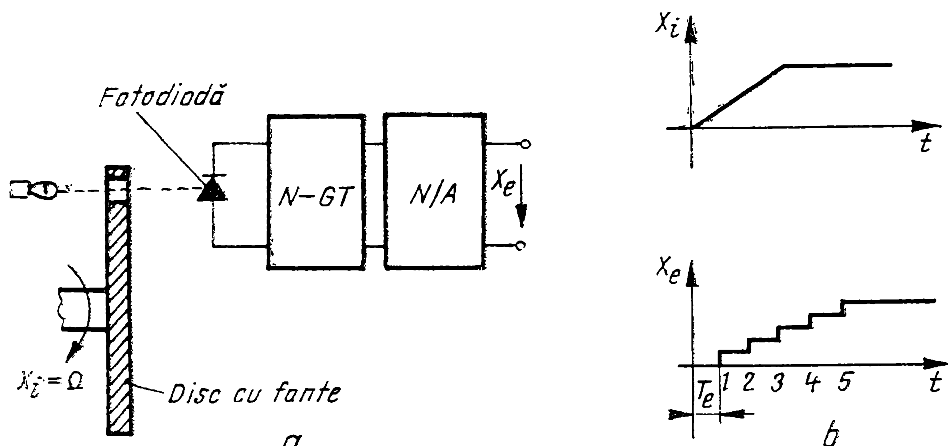


Fig. 7.42. Traductor numeric de viteză unghiulară (*a*): $N - GT$ — numărător și generator de tact; N/A — convertor numeric-analogic; variația în timp a mărimilor de intrare x_i și de ieșire x_e (*b*).

zero a numărării și oprirea după timpul T_e este realizată de un GT. Rezultatul este obținut sub forma unui număr la ieșirea numărătorului, de unde denumirea de traductor numeric.

Traductoare de viteză tip releu se realizează prin relee de tensiune introduse în schemă în mod adecvat pentru a măsura viteza de rotație sau prin EP conectate la indusul unui tahogenerator.

În cazul în care în DA interesează o valoare limită a vitezei, atunci se poate realiza un traductor de viteză unghiulară ca în figura 7.43. În funcție de viteza unghiulară, greutățile dispozitivului centrifugal c se deplasează datorită forței centrifuge. Pe măsură ce viteza crește, greutățile se depărtează de axa de rotație, iar baza dispozitivului se deplasează în sensul săgeții, în același timp se deplasează și pîrghia care poartă lamela metalică l. Prin lamelă și contactul fix C_f se poate închide sau nu circuitul de la bateria E la ieșirea x_e. La viteză mică nu se închide contactul; dacă viteza crește, în momentul în care atinge o valoare limită x_{ie}, contactul se închide și la ieșire se transmite tensiunea E. Valoarea x_{ie} se poate ajusta printr-o pîrghie care este accesibilă operatorului, prin care se modifică poziția C_f. Acesta este un traductor de tip releu.

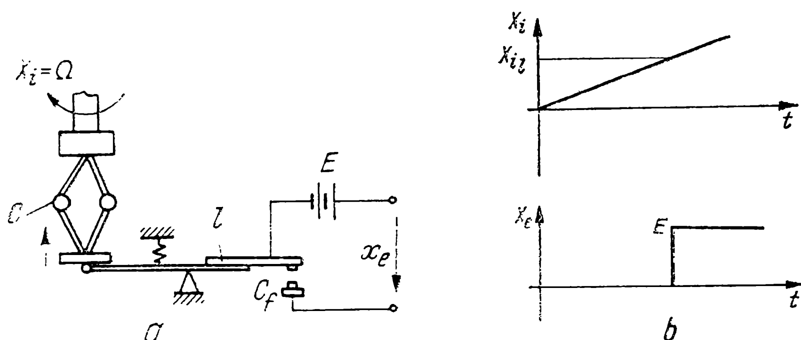


Fig. 7.43. Traductor centrifugal tip releu.

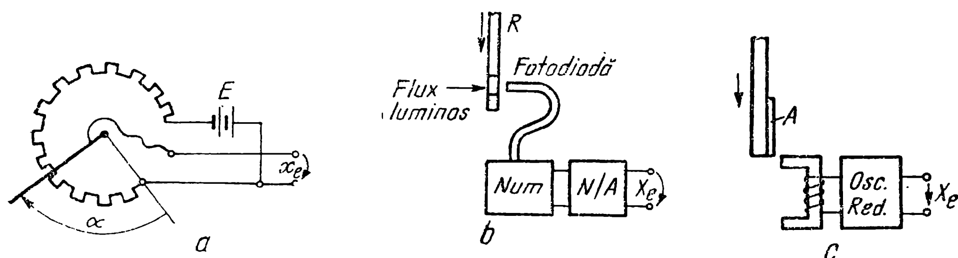


Fig. 7.44. Traductoare de poziție:
a — rezistiv; *b* — numeric; *c* — tip releu.

d) *Traductoare de poziție.* Cel mai simplu traductor de poziție continuu este traductorul rezistiv (fig. 7.44, *a*). Traductorul cuprinde un potențiometru alimentat de la o tensiune continuă constantă E. Axul potențiometrului este cuplat cu axul dispozitivului a cărui poziție trebuie urmărită. Tensiunea x_e măsurată între cursor și capătul potențiometrului este $x_e = E\alpha/\alpha_{max}$, unde α_{max} este unghiul maxim al cursorului. Precizia crește cu numărul de spire înfășurate pe arcul α_{max}. Numărul este limitat de diametrul minim al sîrmei; din acest motiv s-au realizat potențiometre cu mai multe ture (elicoidale), la care $\alpha_{max} = (2...5)\ 360°$ și reostate potențiometrice pentru deplasări lineare mari.

Traductorul de poziție numeric (fig. 7.44,*b*) se realizează dintr-o riglă R transparentă, cu striații care nu permit trecerea luminii așezate între un emițător cu flux luminos concentrat și o fotodiodă; la fiecare trecere a unei striații, întreruperea fluxului luminos este transformată în impulsuri care sînt numărate cu un numărător. Numărul de la ieșirea numărătorului este proporțional cu deplasarea și poate fi utilizat într-un regulator numeric. Dacă se dorește obținerea unei mărimi continue se poate utiliza un convertor numeric-analogic. Un astfel de traductor sesizează deplasări începînd de la 10^{-5} mm.

Traductorul de poziție tip releu se utilizează pentru a da un semnal în momentul în care obiectul în mișcare a ajuns la o anumită poziție (de ex. la capătul unei hale, în cazul podului rulant, în dreptul unui palier—cazul liftului). Se realizează cu ajutorul unui întrerupător (micro întrerupător) montat fix în locurile în care trebuie semnalizată prezența obiectului în mișcare. Pe obiectul aflat în mișcare (pod rulant, lift) se fixează o camă în așa fel încît la ajungerea în poziția de supravegheat contactul mobil să fie apăsat de camă și astfel circuitul exterior să fie închis. Prezența contactelor este dezavantajoasă din cauza uzurii. Un traductor de poziție tip releu fără contacte se realizează printr-un oscilator electronic, care intră în oscilație doar pentru o anumită valoare a inductanței L din circuit (fig. 7.44,*c*). Inductanța are o valoare foarte mare L_m în momentul în care obiectul în mișcare, care are prevăzută o armătură A, din material magnetic se află în dreptul miezului inductanței L; în caz contrar inductanța are o valoare mică. Se ajustează circuitul astfel încît să oscileze la valoarea L_m. Prin redresarea tensiunii oscilatorului se obține o tensiune continuă la ieșire x_e. Cînd obiectul în mișcare se deplasează inductanța scade, oscilatorul iese din oscilație și x_e este zero.

7.2.5. ELEMENTELE DISPOZITIVELOR DE AUTOMATIZARE

Dispozitivul de automatizare efectuează o prelucrare a mărimilor primite la intrare și transmite o comandă x_c în sistem care urmărește să aducă mărimea de ieșire a sistemului la valoarea dorită, în cel mai scurt timp posibil. Fiecare *SEA* particular are un *DA* particular. Structura și parametrii *DA* se determină prin calcul în funcție de structura și parametrii celorlalte elemente din sistem, precum și funcție de performanțele sistemului, avîndu-se în vedere aspectul economic. În majoritatea situațiilor din practică se utilizează un număr mai redus de tipuri de *DA*, care pot fi fabricate în serie. Aceste tipuri de *DA* pot fi realizate pe baza combinării în diverse feluri a unor elemente componente standard care au unele caracteristici ajustabile (regulatoare, relee). Dintre elementele standard cele mai uzuale ale *DA* se menționează:

— regulatoare continue *PID*, care sînt cele mai răspîndite;

— regulatoare numerice, a căror mărime de ieșire se obține sub formă numerică;

— relee cu și fără contact, instantanee și temporizate.

a) *Regulatorul PID* este un dispozitiv destinat să genereze o tensiune x_c care este suma a trei componente: o componentă proporțională cu intrarea (*P*), una proporțională cu integrala intrării (*I*) și a treia proporțională cu derivata intrării:

$$x_e(t) = k_p\, \varepsilon_i(t) + k_I \int \varepsilon_i(t)\, dt + k_D \frac{d\, \varepsilon_i(t)}{dt} \tag{7.6}$$

unde k_p, k_I, k_D sînt coeficienții ajustabili, iar $\varepsilon_i(t) = x_i - x_r$.

În figura 7.45 s-au prezentat simbolul în schemele de principiu și structura regulatorului *PID*. Regulatorul este format dintr-un amplificator electronic *AO* cu amplificare foarte mare (realizat cu tranzistoare sau circuite integrate) care servește efectuării unor operații matematice (relația 7.6), motiv pentru care este denumit amplificator operațional (*AO*). Amplificatorul se alimentează cu tensiuni continue de la o sursă de tensiuni stabilizate, de exemplu ± 24 V în varianta cu tranzistoare; *AO* are două intrări (i_1, i_2) și două ieșiri (e_1, e_2). Convenția notațiilor este următoarea: dacă semnalul la i_1 este pozitiv, semnalul la e_1 este pozitiv, iar la e_2 negativ. Pentru transmiterea semnalelor se utilizează doar bornele i_1 și i_2. Mărimile de intrare și reacție se aplică pe două rezistențe R_{01}, R_{02}, rezultînd abaterea. Pentru obținerea unei tensiuni la ieșire corespunzătoare relației (7.6), între

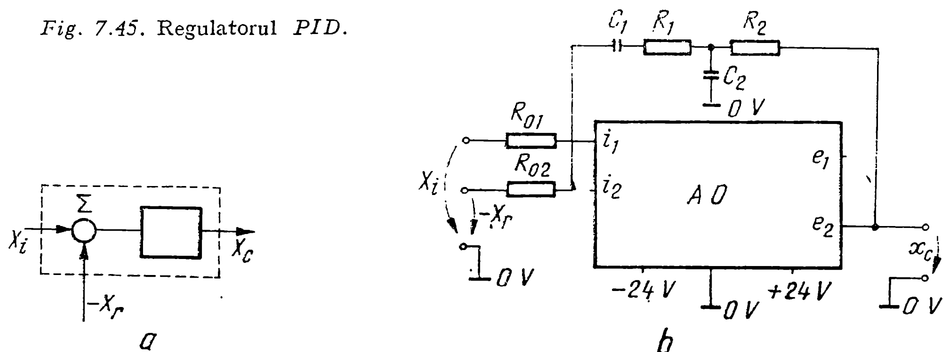


Fig. 7.45. Regulatorul *PID*.

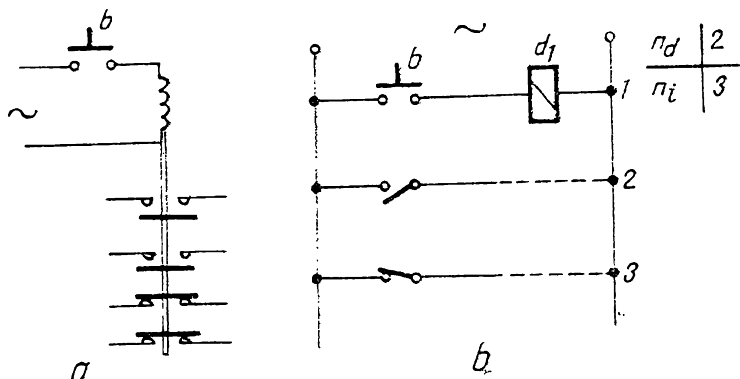


Fig. 7.46. Releul electromagnetic (2 contacte *nd* și 2 contacte *ni*) (*a*); simbolizarea releului în schemele de principiu (*b*).

ieșirea e_2 și intrarea i_1 se conectează un circuit cu rezistențe și condensatoare (legătură denumită reacție negativă). Fiecare din circuitele de reacție modifică coeficienții din relația (7.6); condensatorul C_1 dă efectul de integrare și în lipsa lui $k_I=0$; condensatorul C_2 dă efectul de derivare și în lipsa lui $k_D=0$; rezistențele R_1 și R_2 dau efectul proporțional și în lipsa lor $k_p = 0$.

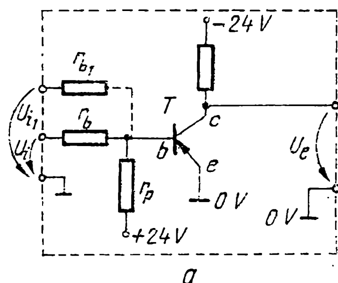
b) *Releul.* În SEA este un dispozitiv cu proprietățile:

— modifică mărimi în diverse circuite electrice în funcție de comanda aplicată;

— atît comanda cît și mărimile comandate au un număr finit de stări (valori) de obicei două.

În figura 7.46 se prezintă un releu electromagnetic; releul are o bobină, care poate fi parcursă sau nu de curent, funcție de apăsarea butonului *b*. În situația în care bobina este alimentată, atrage o armătură mobilă pe care sînt fixate un număr de punți realizate din material conductor. În funcție de poziția armăturii, punțile scurtcircuitate au un număr de contacte electrice.

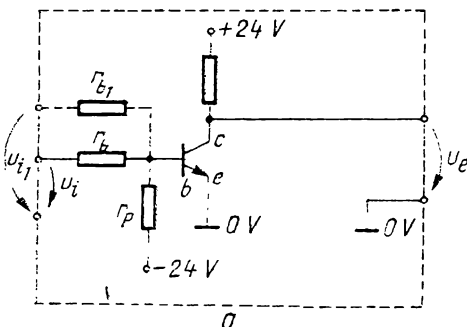
Fiecare contact poate fi introdus într-un circuit electric care va fi închis (parcurs de curent) sau deschis (fără curent) funcție de starea bobinei releului. Comanda se aplică prin bobina releului. Mărimea de comandă este curentul prin bobină, care poate avea două valori: zero sau nominală; se spune că bobina are două stări: nealimentată sau alimentată. Comanda se transmite prin contacte. Dacă fiecare contact alimentează bobina cîte unui releu, mărimile comandate se pot considera curenți prin circuit, care pot avea două valori: zero sau nominală. Contactul are două stări: deschis sau închis. Un releu poate avea contacte normal deschise (n_d) și contacte normal închise (n_i). Contactul normal deschis este deschis dacă bobina este nealimentată și se închide dacă bobina este alimentată. Contactul normal închis este închis dacă bobina este nealimentată și deschis dacă bobina este alimentată. Dezavantajul principal al releelor electromagnetice constă în uzura mecanică a pieselor în mișcare și uzura contactelor electrice. SEA moderne cer siguranță mare în funcționare în condițiile unor solicitări mari a releelor, aceasta a condus la realizarea unor relee fără contacte electrice (utilizînd tranzistoare sau circuite integrate). Principiul de funcționare rezultă din însăși proprietățile tranzistorului.



U_i	U_e
0 V (0)	−24 V (1)
−24 V (1)	0 V (0)

b

Fig. 7.47. Releul electronic cu tranzistor de tipul *pnp* (*a*); tabelul de legătură între mărimea de intrare și mărimea de ieșire (*b*).



U_i	U_e
0 V (0)	+24 V (1)
+24 V (1)	0 V (0)

b

U_{i1}	U_i	U_e
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

c

Fig. 7.48. Releu electronic cu tranzistor *npn* (*a*); tabelul de legătură între mărimea de intrare și mărimea de ieșire (*b*); valorile tensiunii de ieșire în funcție de tensiunea de intrare (*c*).

Fie un circuit ca în figura 7.47. Circuitul este alimentat de la două surse cu tensiunile —24 V și + 24 V, față de potențialul 0 V comun. Dacă tranzistorul *T* este comandat cu o tensiune pozitivă suficient de mare între baza *b* și emitorul *e*, atunci curentul care trece prin colectorul *c* și emitorul *e* este foarte mic, tranzistorul este blocat. Dacă se aplică între *b*-*e* o tensiune negativă suficient de mare, atunci rezistența *c*-*e* este zero — tranzistorul este saturat. Cu aproximație se poate considera că tensiunea la ieșire este zero la saturație și —24 V la blocare. Se convine să se facă notațiile: cu simbolul 0 pentru stările: bobine nealimentate, contact deschis, tensiune zero; cu simbolul *1* pentru stările: bobină alimentată, contact închis, tensiune —24 V. Cu aceste notații se constată că circuitul tranzistorizat realizează aceeași funcție ca și releul cu un contact normal închis.

La tranzistoarele tip *npn* se schimbă doar polaritatea tensiunilor, în acest caz se notează cu *1* semnalul de +24 V (fig. 7.48). Circuitele din figurile 7.47 și 7.48 pot fi completate cu a doua intrare prin rezistența r_{b1}; la aplicarea tuturor combinațiilor posibile de valori ale tensiunilor de intrare u_{i1} și u_i se obține tabelul din fig. 7.48). La ieșirea circuitului există semnal dacă NICI pe prima NICI pe a doua intrare nu există semnal. Din acest motiv un astfel de circuit cu mai multe intrări constituie un element NICI. În tehnologia modernă s-au realizat circuite integrate care înglobează într-un singur semiconductor toate circuitele necesare unui element NICI sau a altor elemente tip releu. Un asemenea element se simbolizează în scheme cu simbolul din figura 7.49.

c) *Releu cu întîrziere.* În multe aplicații este necesar un releu care să închidă (sau să deschidă) contactele cu o întîrziere (reglabilă) față de momentul alimentării sau întreruperii curentului prin bobină. Asemenea relee se pot realiza în varianta electromecanică, cu un mecanism de ceasornic sau în varianta electronică. În figura 7.50 s-au prezentat simbolizările unui releu electromecanic cu întîrziere în două variante: întîrzierea are loc după alimentarea bobinei (la anclașare), iar la pierderea alimentării revenirea

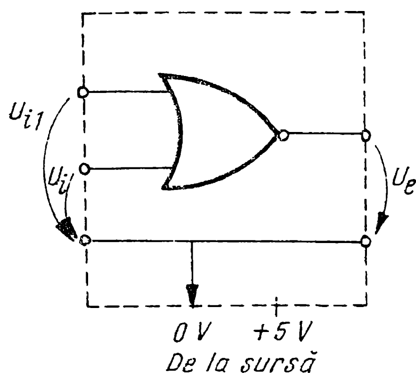


Fig. 7.49. Element *NICI* integrat.

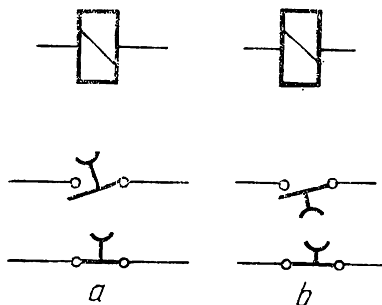


Fig. 7.50. Releu electromecanic cu întîrziere.

contactelor este instantanee (fig. 7.50, *a*); sau întîrzierea are loc la pierderea alimentării bobinei (la declanșare), iar la alimentare contactele sînt acționate instantaneu (fig. 7.50, *b*).

7.3. SISTEMELE ELECTRICE DE ACȚIONARE

Pentru construirea unui SEA s-ar putea porni de la performanțe, fără să se cunoască elementele componente. O astfel de metodă ar avea două dezavantaje:

— se poate ca din calcul să rezulte că sînt necesare elemente care nu se pot realiza (de exemplu elemente fără inerție);

— dacă totuși calculele s-au făcut astfel încît să se țină cont de posibilitatea de realizare, se poate ca elementele necesare în fiecare caz în parte să fie prea costisitoare.

Elementele se modifică și trebuie să se modifice continuu în funcție de necesitățile fiecărui nou sistem realizat. Parametrii sau chiar structura elementelor prezentate trebuie adoptate la cerințele sistemelor. Sistemele fiind complicate și necesitînd o optimizare tehnico-economică sînt necesare o serie de calcule.

Prin operații de calcul se pot obține două concluzii:

— cum funcționează un sistem care are o construcție dată; aceste operații sînt denumite *analiza sistemului*;

— cum se construiește un sistem care are o funcționare dată; aceste operații sînt denumite *sinteza sistemului*.

Metodele de calcul depind de proprietățile sistemului. Din acest punct de vedere sistemele se împart în trei categorii:

— *sisteme continue* sînt sistemele la care mărimile caracteristice ale elementelor sînt funcții continue de timp;

— *sisteme discrete eșantionate* sînt sistemele la care cel puțin una din mărimile variabile este cunoscută doar la anumite valori discrete de timp;

— *sisteme discrete cu stări finite* sînt sisteme la care mărimile variabile pot avea doar un număr finit de valori.

7.3.1. SISTEMELE DE ACȚIONARE ELECTRICĂ CONTINUE

Pentru înțelegerea principiilor de funcționare a SEA este necesar să se cunoască întîrzierile elementelor și stabilitatea sistemului.

Întîrzierile elementelor se datoresc proprietăților fizice ale elementelor componente și pot fi de două categorii: exprimabile prin constante de timp T sau prin timpi morți T_μ. Un element cu o constantă de timp are o întîrziere a ieșirii y față de intrarea x ca în figura 7.51, *a*. Dacă intrarea x are o variație în treaptă de amplitudine x_f atunci ieșirea y tinde către valoarea $y_f = kx_f$ după o exponențială cu constanta de timp T. Constanta k se numește *coeficient de amplificare*.

Un element cu un timp mort T_μ are o întîrziere a ieșirii y față de intrarea x ca în figura 7.51, *b*. Dacă intrarea x are o variație în treaptă de amplitudine x_f, atunci ieșirea va avea o variație de aceeași formă, de amplitudine $y_f = kx_f$, dar întîrziată cu timpul mort T_μ.

Stabilitatea sistemului se poate exprima ca fiind proprietatea sistemului automat ca în cazul în care primește o comandă x_i constantă să aducă eroarea către zero sau către o valoare finită cînd timpul tinde către infinit.

Realizarea unui sistem automat în circuit închis presupune parcurgerea a trei etape:

— scrierea modelului matematic al *IA*, *EE* și *TR*;

— calculul regulatorului adecvat;

— realizarea fizică a sistemului.

Calculul regulatorului presupune următoarele faze:

1. Se stabilește necesitatea reglării automate; în această fază se analizează conceptele de *răspuns* ale sistemului și performanțele sale. Aceasta constituie analiza sistemului. Se numește răspuns al sistemului variația în timp a ieșirii cînd la intrare se aplică un semnal cu o anumită variație în timp (de obicei se consideră o intrare treaptă). Determinarea răspunsului sistemului înseamnă rezolvarea ecuațiilor diferențiale care constituie modelul matematic în situația cînd intrarea este cunoscută.

În aprecierea rapidității și preciziei sistemului sînt necesare evaluări cantitative. Se numește *indice de performanță* o mărime a cărei valoare nu-

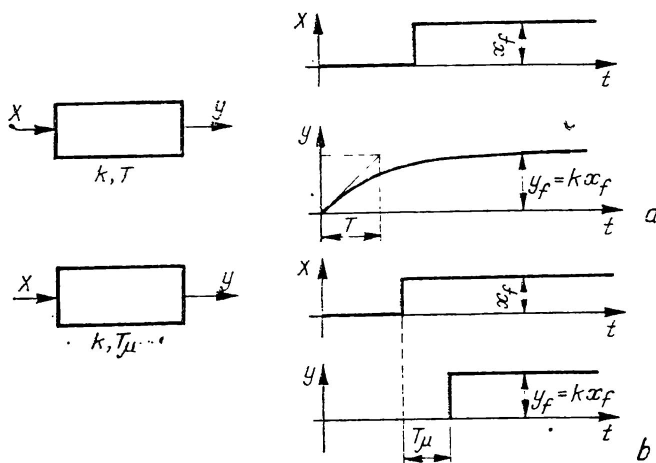


Fig. 7.51. Întîrzierile elementelor sistemului.

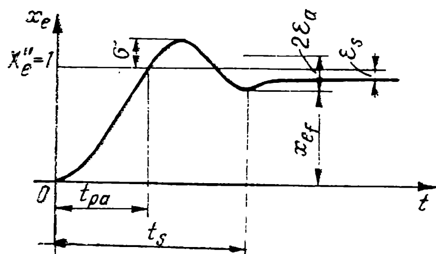


Fig. 7.52. Răspunsul standard:
ε_a — abaterea admisibilă; ε_s — abaterea staționară; σ — suprareglajul; t_{pa} — timpul de primă anulare a abaterii; t_s — timpul de stabilire.

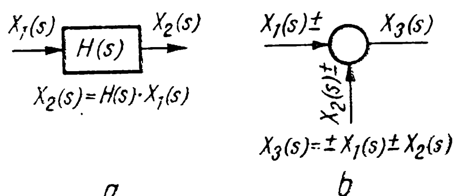


Fig. 7.53. Simboluri principale în schemele bloc.

merică, singură sau împreună cu altele este o măsură a calității sistemului. S-au definit indici de performanță în diverse moduri. În figura 7.52 s-au reprezentat cinci indici de performanță pe răspunsul la semnal treaptă care definesc calitatea sistemului în regim tranzitoriu.

2. Dacă s-a dovedit necesitatea sistemului automat se trece la calculul regulatorului, astfel încît sistemul incluzînd și celelalte componente să răspundă scopului propus. În această fază se va opera cu transformata Laplace și se vor defini funcțiile de transfer. Aceasta constituie sinteza sistemului.

Prin definiție, funcție de transfer (*FT*), notată $H(s)$, a unui element din sistem este raportul între ieșirea și intrarea elementului, exprimate în transformate Laplace.

Avantajul principal al transformatei Laplace constă în aceea că se poate afla răspunsul unui ansamblu de elemente fără a se determina ecuațiile diferențiale ale ansamblului, ci doar pe baza ecuațiilor diferențiale ale elementelor. Această simplificare se obține prin regulile de operare cu funcțiile de transfer, reguli care sînt cunoscute sub denumirea de „algebra schemelor bloc".

În schemele bloc se utilizează simbolurile principale din figura 7.53. Simbolul din figura 7.53, *a* reprezintă un element cu ieșirea x_2, intrarea x_1 și funcția de transfer $H(s)$, definit prin relația: $x_2(s) = H(s)x_1(s)$. Simbolul din figura 7.53, *b* definește un element în care ieșirea x_3 se obține prin însumarea algebrică a mai multor intrări:

$x_3(s) = \pm x_1(s) \pm x_2(s)$. Pe baza acestor simboluri se pot reprezenta ansamblele de mai multe elemente și se poate determina funcția de transfer a ansamblului. Dacă se consideră două elemente în serie cu funcțiile de transfer $H_1(s)$ și respectiv $H_2(s)$ atunci pot fi echivalate cu un element cu funcția de transfer $H(s) = H_1(s) . H_2(s)$, (fig. 7.54), pentru n elemente în serie $H(s) = H_1(s)...H_n(s)$. Funcția de transfer echivalentă a ansamblului de elemente din figura 7.55 se poate pune sub forma: $H(s) = H_1(s)/[1 + H_1(s)H_2(s)]$; $\varepsilon(s) = x_i(s) — x_r(s)$.

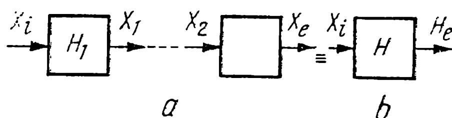


Fig. 7.54. Funcția de transfer a două elemente conectate în serie.

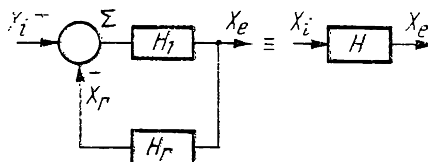


Fig. 7.55. Funcția de transfer a unui sistem cu reacție.

Funcţia de transfer a unui sistem se poate pune totdeauna sub forma raportului a două polinoame în s:

$$H(s) = \frac{P(s)}{Q(s)} = \frac{b_m + b_{m-1} s + \ldots + b_0 s^m}{a_n + a_{n-1} s + \ldots + a_0 s^n}; \; m \leqslant n. \tag{7.7}$$

Cu ajutorul acestei funcţii de transfer se studiază stabilitatea sistemului prin diverse procedee.

7.3.2. SISTEME DISCRETE CU STĂRI FINITE

Aceste scheme folosesc îndeosebi elemente de tip releu cu două stări. Contactul b închis se exprimă prin $b = 1$, contactul b deschis se exprimă prin $b = 0$. Bobina m_0 nealimentată se exprimă prin $m_0 = 0$, iar alimentată prin $m_0 = 1$, (fig. 7.56). Starea bobinei m_0 depinde de starea contactelor din circuit. Se spune că starea bobinei este funcţie de starea contactelor: $m_0 = f(m_1, b)$.

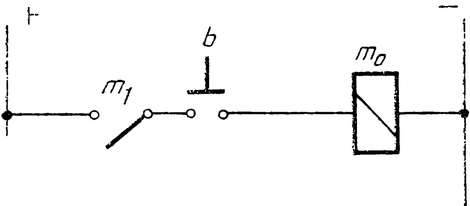


Fig. 7.56. Alimentarea unei bobine.

Funcţiile de variabile cu valori finite se numesc funcţii logice. În tabelul 7.2 se prezintă funcţiile logice elementare: ŞI, SAU, NU, NICI, NAND; iar în figura 7.57 se prezintă modul de conectare a contactelor pentru fiecare funcţie logică precum şi schemele simbolice ale acestor funcţii. Din figura 7.56 rezultă că bobina m_0 este alimentată dacă ŞI,m_1; ŞI,b sînt închise; prin conectarea în serie a contactelor se realizează funcţia logică ŞI; $m_0 = m_1 \cdot b$.

Din figura 7.57 rezultă că bobina m_0 este alimentată dacă SAU m_1 SAU m_2 sînt închise, prin conectarea în paralel a două contacte se realizează

Funcţii logice TABELUL 7.2

Funcţia *ŞI*		
m_1	b	$m_0 = m_1 \cap b$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Funcţia *SAU*		
m_1	m_2	$m_0 = m_1 \cup m_2$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Funcţia *NU*	
d	d
0	1
1	0

Funcţia *NICI*		
d_1	d_2	d_0
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Funcţia *NAND*		
d_1	d_2	d_0
0	0	1
1	0	1
0	1	1
1	1	0

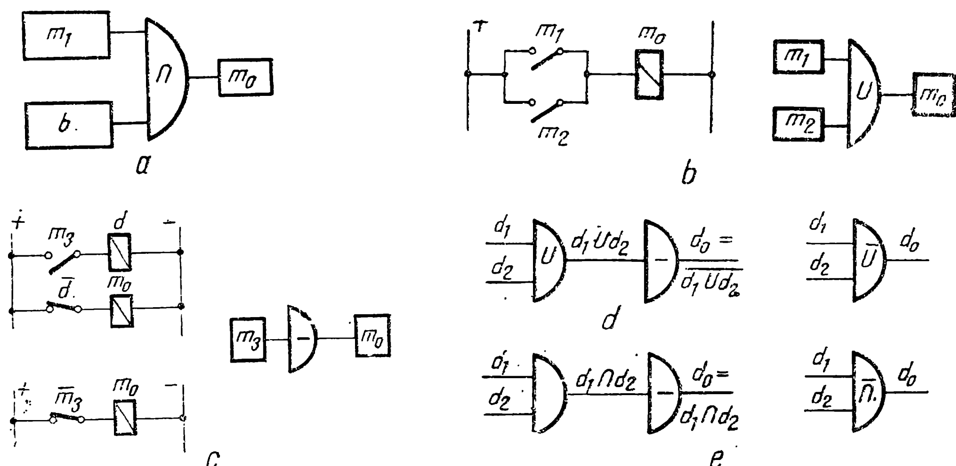


Fig. 7.57. Simbolul funcției logice *ȘI*, contactele sînt conectate în serie ca în fig. 7.56 (*a*); conectarea contactelor și simbolul funcției SAU (*b*); conectarea contactelor și simbolul funcției NU (*c*); simbolul funcției NICI (SAU—NU) (*d*); funcția logică NAND (ȘI—NU (*e*).

funcția SAU: $m_0 = m_1 \cup m_2$. Funcție NU presupune ca m_0 să fie alimentat dacă m_3 NU funcționează.

Condiția se realizează prin intermediul unui al doilea releu *d* care are un contact normal închis $\bar{d}$; $m_0 = \bar{m}_3$, (fig. 7.57, *c*).

În schemele simbolice din practică nu se mai scriu expresiile intermediare rezultate din funcțiile logice, ci doar funcția m_0 și variabilele de care depinde; în cîte o etichetă se scrie ce semnificație fizică are starea „1" a fiecăreia dintre variabile sau funcții. Funcțiile logice se pot realiza simplu printr-un circuit tranzistorizat sau prin circuit integrat.

Realizarea fizică a acestor sisteme presupune utilizarea de diverse elemente care să asigure acel mod de funcționare automată, exprimat prin funcții logice. *DA* și *EE* trebuie să cuprindă elemente cu funcționare tip releu, iar traductoarele tip releu cu contacte sînt cunoscute în practică sub denumirile:

— releu maximal (anclanșează cînd mărimea măsurată crește peste pragul stabilit);

— releu minimal (anclanșează cînd tensiunea scade sub pragul stabilit).

7.3.3. SISTEME DISCRETE EȘANTIONATE (NUMERICE)

La aceste sisteme mărimile variabile sînt cunoscute la anumite valori discrete de timp, de exemplu mărimea $x°(t)$ este o mărime cu aceeași variație ca și $x(t)$, dar valoarea lui $x°$ este cunoscută doar la momentele O, T, $2T$, $3T$,... (fig. 7.58). Mărimea de ieșire este cunoscută doar la valori de timp multiplu unei perioade T denumită *perioadă de eșantionare*. Există și alte sist me eșantionate decît cele care operează cu numere.

Semnalele aplicate unuia sau mai multor blocuri ale sistemului sînt fie sub forma unui tren de impulsuri, fie sub forma unui cod numeric, cum

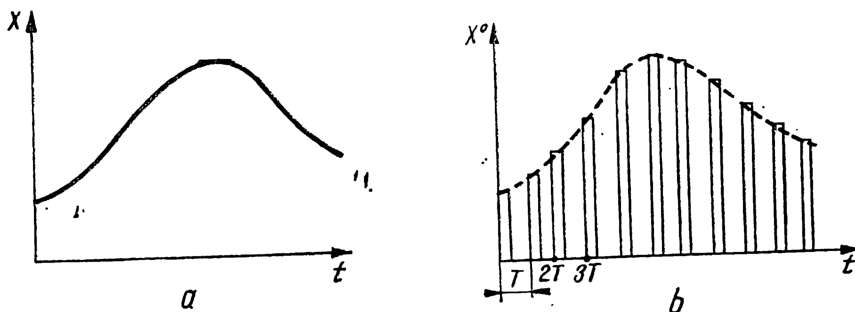


Fig. 7.58. Mărime continuă (*a*); mărime eşantionată (*b*).

ar fi codul binar. De obicei termenul de sistem cu eşantionare se referă la o clasă mai generală de sisteme ale căror semnale sînt sub formă de impulsuri, în timp ce termenul de sisteme automate numerice implică utilizarea unui calculator numeric sau a unui element de comparaţie numeric.

Pentru studiul sistemelor eşantionate există mai multe metode cu avantaje şi dezavantaje, cea mai des întîlnită este *metoda transformatei z*. Utilizarea transformatei z pentru sistemele cu eşantionare este asemănătoare cu aplicarea transformatei Laplace la sistemele continue.

Transformata $z = e^{sT}$ face posibilă descrierea sistemelor cu eşantionare prin ecuaţii în z cu coeficienţi constanţi şi funcţiile de transfer devin funcţii raţionale de variabila z.

În scopul descrierii matematice a operaţiei de eşantionare se consideră eşantionarea uniformă cu perioada de eşantionare T şi durata eşantionării p, amplitudinea este egală cu unitatea (fig. 7.59, *a*). Semnalul de intrare în dispozitivul de eşantionare (*DE*) este o funcţie continuă de timp, semnalul de ieşire al dispozitivului este un tren de impulsuri a cărui înfăşurătoare este identică cu semnalul de intrare în cursul perioadelor de eşantionare. Funcţionarea modulatorului de amplitudine a impulsurilor se descrie prin $x_e(t) = = p(t) x_i(t)$.

În cazul unui *DE* ideal, semnalul de ieşire este un tren de funcţii impuls $\delta_T(t)$ modulate în amplitudine (fig. 7.59) şi $x_e^0(t) = x_i(t)\,\delta_T(t)$, unde $\delta_T(t) = \sum\limits_{n \in Z} \delta(t - nT)$. Se poate scrie:

$$x_e(t) = x_i(t) \cdot \sum_{n \in Z} \delta(t - nT) = \sum_{n \in Z} x_i(nT) \cdot \delta(t - nT) \qquad (7.8)$$

pentru $x_i(t) = 0$ la $t < 0$ relaţia (7.8) devine:

$$x_e(t) = \sum_{n \in N} x_i(nT) \cdot \delta(t - nT): \qquad (7.9)$$

Aplicînd transformata Laplace relaţiei (7.9) rezultă: $X_e^0(s) = = \sum\limits_{n \in N} x_i(nT)\, e^{-nTs}$, dacă se face substituţia $z = e^{Ts}$ se obţine $X_e^0(s) = = X_e(z) = \sum\limits_{n \in N} x_i(nT)\, z^{-n}$ şi $X_e(z)$ se numeşte transformata z a funcţiei $x_e(t)$. Ca şi transformata Laplace, transformata z se dă şi sub formă de

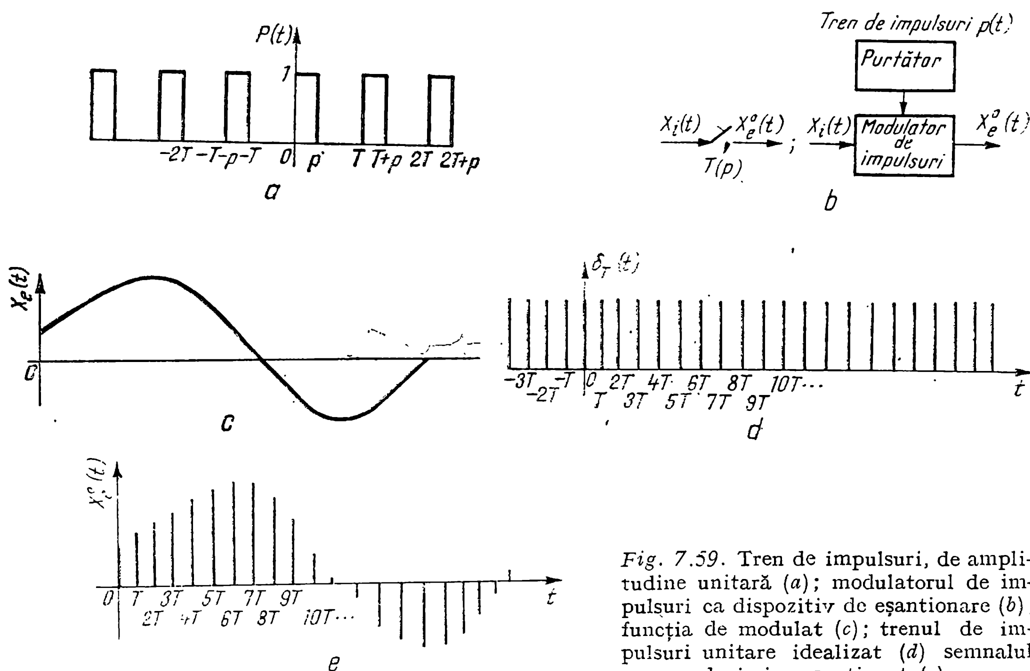


Fig. 7.59. Tren de impulsuri, de amplitudine unitară (*a*); modulatorul de impulsuri ca dispozitiv de eșantionare (*b*); funcția de modulat (*c*); trenul de impulsuri unitare idealizat (*d*) semnalul de ieșire eșantionat (*e*).

tabel pentru funcțiile elementare. Metoda transformatei z constituie un instrument convenabil pentru studiul sistemelor lineare cu eșantionare, totuși prezintă o serie de limitări, în anumite cazuri aplicarea ei prezintă dificultăți.

7.4. SCHEME DE COMANDĂ AUTOMATIZATE PENTRU PORNIREA MOTOARELOR ELECTRICE

Alegerea procedeului de pornire a motoarelor electrice este condiționată de factorii legați de cerințele sistemului de acționare electrică și de posibilitățile rețelelor uzinale de distribuție a energiei electrice. Se preferă o pornire lină, fără șocuri dinamice periculoase, mai ales a elementelor transmisiei. Curentul de pornire nu trebuie să conducă la suprasolicitări termice, dăunătoare mai ales izolației înfășurărilor. Cuplul electromagnetic trebuie să asigure accelerarea rapidă a sistemului de acționare. Comanda pornirii poate fi făcută în mai multe moduri: în funcție de viteză, în funcție de curentul de sarcină, în funcție de timp.

7.4.1. PORNIREA MOTOARELOR ASINCRONE

În figura 7.60 se prezintă o schemă pentru pornirea directă și cu posibilitatea de inversare a sensului de rotație. Schema conține două contactoare c_1 și c_2, cîte unul pentru fiecare sens de funcționare. Apăsînd pe butonul b_1 se alimentează bobina contactorului c_1 și se închid contactele c_1

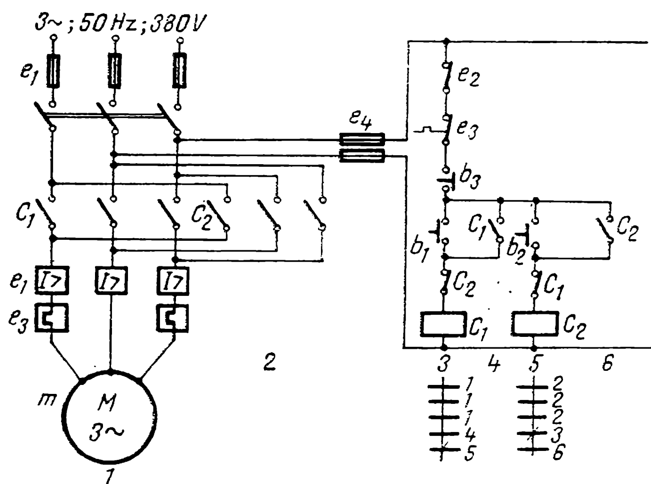


Fig. 7.60. Schemă de comandă automatizată a pornirii directe reversibile.

cuplînd motorul la rețea (întreruptorul a_1 fiind închis); motorul pornește cu sensul de rotație determinat. Butonul b_1 este dublat de contactul de autoreținere c_1, astfel că după ce butonul b_1 nu mai este apăsat, contactorul să continue să fie alimentat. Pentru a realiza celălalt sens de rotație se oprește motorul prin apăsare pe butonul b_3 și apoi se apasă pe b_2.

Contactele normal închise c_1 și c_2 nu permit conectarea simultană a celor două contactoare (altfel la comenzi greșite rețeaua este scurtcircuitată); aceste contacte formează o interblocare a contactoarelor (blocaj electric). Releele electromagnetice e_2 de curent maximal ($I>$) protejează motorul împotriva scurtcircuitelor, iar releele termice e_3 protejează motorul la suprasarcini. Motorul mai este protejat la supracurenți și de siguranțele fuzibile e_1. Dacă sînt necesare mai multe puncte de comandă a pornirii și opririi, amplasate în diferite locuri, butoanele de oprire se conectează în serie, iar butoanele de pornire în paralel.

În figura 7.61 se prezintă schema pentru pornirea stea-triunghi. La apăsarea pe butonul p_1 sînt alimentate simultan contactorul S și releul de timp $1Rt$. Se închid contactele $S1$, $S2$, $S3$, realizînd conexiunea stea a înfășurării statorice, se alimentează și contactorul L care conectează la rețea motorul. După un timp t_p, reglat anterior, releul de timp $1Rt$ își deschide contactele $1Rt_1$ astfel că S își pierde alimentarea și se închide contactul normal închis $S5$, deci se alimentează contactorul T, care închizînd contactele T_1, T_2, T_3 conectează înfășurarea statorului în triunghi. Releul de timp $1Rt$ este reglat la așa numitul timp de pornire, calculat pentru alunecarea inițială $s_i = 1$ și alunecarea finală $s = 0{,}05$. Pornirea stea-triunghi se folosește pînă la 150 ÷ 200 kW și tensiuni pînă la 3 kV. Dacă după efectuarea pornirii apar sarcini reduse în funcționarea motorului, mai mici de $P_n/3$ statorul poate fi conectat din nou în stea; curentul scade, factorul de putere și randamentul cresc. Pornirea stea-triunghi poate fi aplicată numai motoarelor asincrone a căror înfășurare statorică are accesibile toate cele șase borne, avînd tensiunea statorică de fază egală cu tensiunea de linie a rețelei de alimentare.

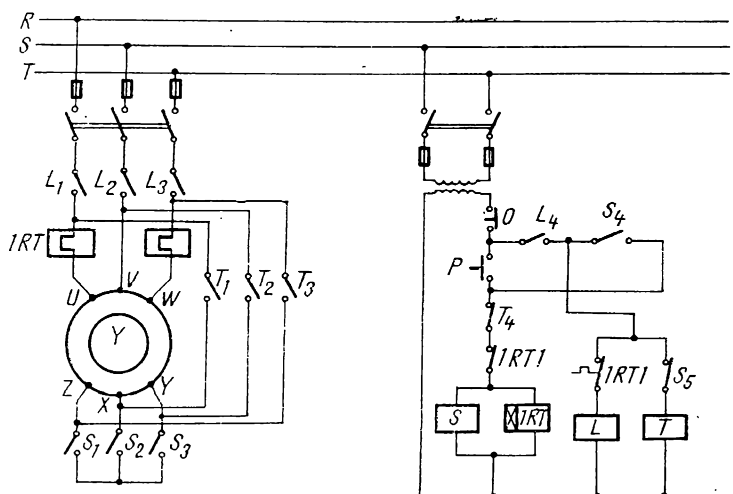


Fig. 7.61. Schemă de comandă automatizată pentru pornire stea-triunghi.

În figura 7.62 se prezintă schema principală de comandă automatizată a pornirii unui motor asincron trifazat cu rotorul în scurtcircuit de putere medie cu ajutorul unor bobine de inducție (reactoare) înseriată în fazele statorului. Prin închiderea butonului de pornire b_1 contactorul c_1 anclanșează și statorul motorului este alimentat prin intermediul bobinelor k. Prin contactul auxiliar normal deschis c_1 din circuitul *4* este pusă sub ten-

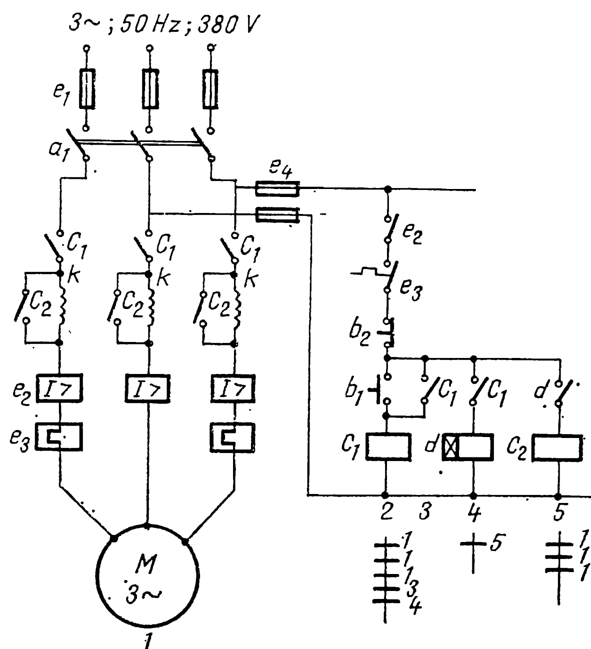


Fig. 7.62. Schemă de comandă automatizată a pornirii cu reactoare înseriate în circuitul statoric.

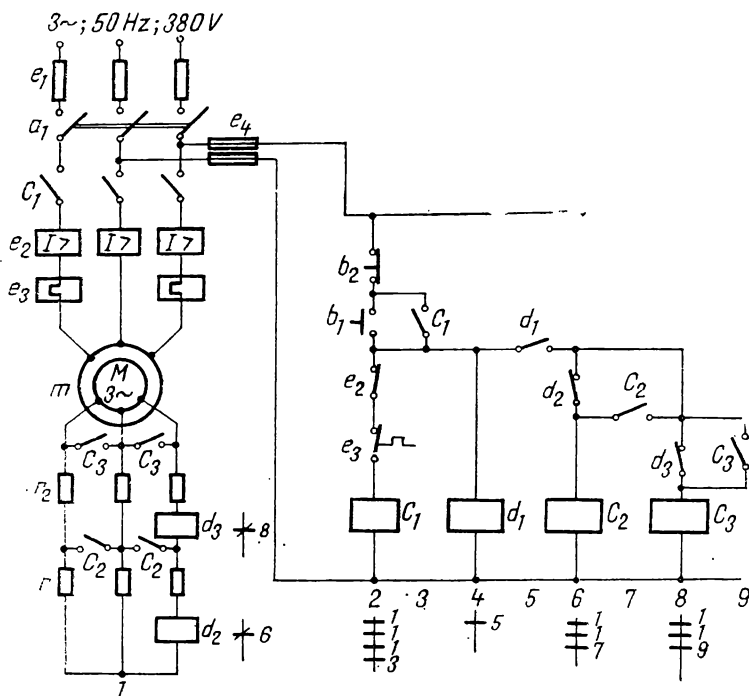


Fig. 7.63. Schema de comandă automatizată a pornirii în trepte de rezistență funcție de curent.

siune bobina releului de timp d. Acest releu își închide cu temporizare contactul din circuitul *5* și astfel contactorul c_2 scurtcircuitează bobinele k, scoțîndu-le din funcțiune. Atît pornirea stea-triunghi cît și pornirea cu reactoare se face în gol sau cu cuplu static rezistent redus.

Motorul asincron cu rotorul bobinat poate fi pornit prin introducerea de rezistențe în circuitul rotoric. Pornirea se face în trepte cu ajutorul unor contactoare. Pentru exemplificare se prezintă în figura 7.63 pornirea cu două trepte. Se apasă butonul b_1 și anclanșează contactorul c_1 care conectează statorul la rețea. Motorul pornește avînd introduse în circuitul rotoric rezistențele r_1 și r_2, simultan este pusă sub tensiune și bobina releului de blocare d_1. Timpul de funcționare al releului d_1 este superior celui al releului de accelerare d_2 (contactul închis d_2 din circuitul *6* se va deschide înaintea închiderii contactului normal deschis din circuitul *5*). În acest mod este blocată funcționarea contactorului c_2 în timpul creșterii curentului la valoarea maximă I_1. Pe măsura accelerării rotorului, curentul scade. La valoarea minimă I_2 a acestui curent, releul de curent d_2 din circuitul *7* declanșează și se alimentează contactorul c_2 din circuitul *6* care scurtcircuitează rezistența r_1. Curentul rotoric crește din nou la o valoare maximă și apoi scade la I_2, declanșează releul d_3 care alimentează contactorul c_3 din circuitul *8*. Contactorul c_3 scurtcircuitează bobina r_2 și pornirea este terminată. Similar se procedează pentru un număr mai mare de trepte.

Pentru comanda automată a pornirii și frînării dinamice a unui motor în scurtcircuit se prezintă o schemă electrică în figura 7.64. Se acționează asupra butonului de pornire b_1 și motorul va fi alimentat prin c_1; releul

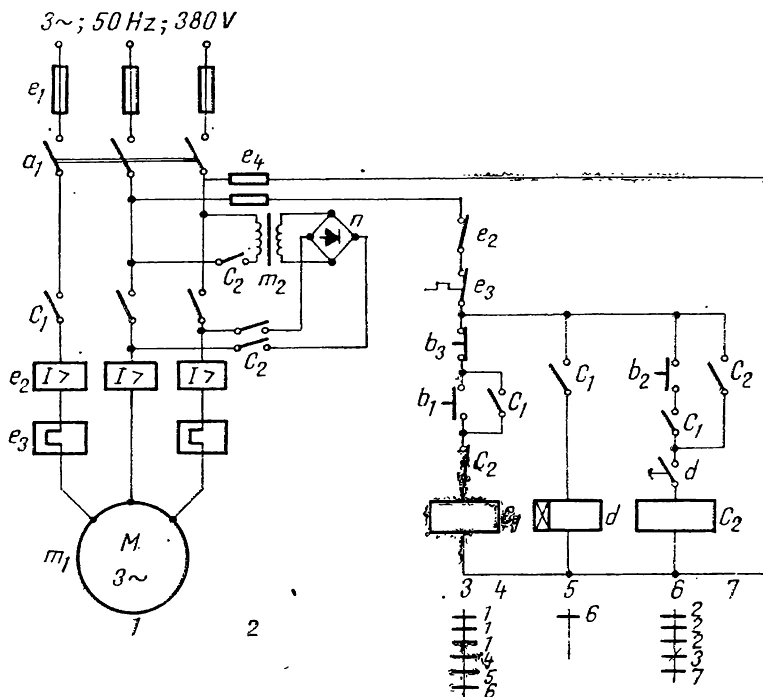


Fig. 7.64. Schemă de comandă automatizată a frînării dinamice.

de timp d anclanşează şi închide contactul $n.d$ cu temporizare la deschidere. Pentru oprirea cu frînare dinamică, se acţionează butonul b_2; anclanşează c_2 care scoate de sub tensiune pe c_1, motorul este deconectat şi alimentat pe două faze în curent continuu de la redresorul n, simultan releul d pierde alimentarea şi începe temporizarea de deschidere a contactului din circuitul *6* (timpul de deschidere este mai mare decît timpul de frînare). Pentru oprirea fără frînare dinamică se apasă pe butonul b_3.

În cazul motoarelor monofazate înfăşurarea în serie cu condensatorul se poate deconecta, motorul funcţionînd mai departe ca un motor asincron monofazat. La punerea sub tensiune a schemei din figura 7.65 în înfăşurarea principală w_1 circulă un curent mare ($s=1$). Acest curent parcurge înfăşurarea primară a transformatorului de curent *TC* şi se induce în secundar o t.e.m. mare care se aplică porţii triacului T_1 şi determină amorsarea acestuia, astfel înfăşurarea w_2 este pusă sub tensiune şi motorul porneşte. Curentul prin *TC* scade, iar t.e.m. indusă nu mai este suficientă pentru amorsarea lui T_1 şi faza w_2 este deconectată. O schemă similară se poate folosi şi în cazul utilizării a două condensatoare; la pornire se conectează în paralel, iar în timpul funcţionării rămîne condensatorul cuplat între punctele a şi b. Motoarele asincrone monofazate pot fi frînate în acelaşi mod ca motoarele asincrone trifazate. Pentru reversarea sensului de rotaţie a motoarelor monofazate se inversează sensul de alimentare a uneia dintre înfăşurările statorice.

În figura 7.66 este arătată o modalitate de inversare a sensului de rotaţie. Transformatorul T_r are un secundar cu priză mediană rezultînd două tensiuni egale şi de sens opus.

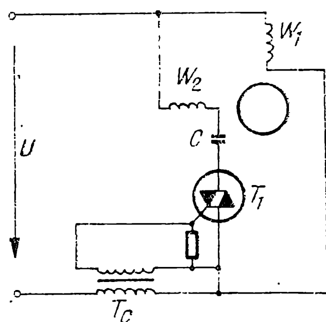


Fig. 7.65. Pornirea motorului monofazat.

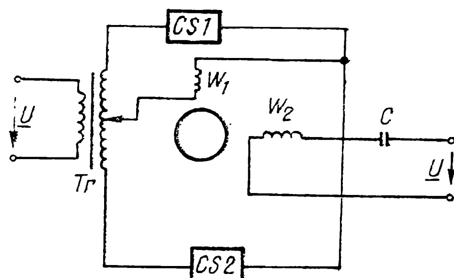


Fig. 7.66. Schemă de reversare pentru motorul monofazat.

Înfășurarea w_2 este alimentată în serie cu condensatorul C. Prin comanda unuia dintre cele două contactoare statice de curent alternativ CS_1 și CS_2 se alege una dintre cele două tensiuni secundare care alimentează înfășurarea w_1 și care determină sensul de rotație. Circuitele de comandă ale acestor contactoare trebuie să cuprindă elemente de temporizare care, la comanda de inversare a turației motorului să asigure o acționare întîrziată a contactorului care urmează să intre în funcțiune, lăsînd timp pentru contactorul care a condus ca să iasă din conducție. Între comanda de conectare și comanda de blocare trebuie asigurat un interval de timp de o perioadă a curentului alternativ de alimentare.

În figura 7.67 este reprezentată o schemă cu două triacuri T_1 și T_2, funcționînd cu o comandă de tip închis-deschis. Dacă comanda acestora este cu control de fază, atunci prin modificarea unghiului de amorsare, se poate modifica tensiunea aplicată înfășurărilor, care la motoarele cu rezistență rotorică mărită, produce o modificare însemnată a vitezei. La închiderea microcontactului K_1, triacul T_1 va amorsa și w_1 este alimentată direct cu tensiunea U, iar înfășurarea w_2 se înseriază cu condensatorul C și motorul se va roti într-un sens. La închiderea lui K_2 va amorsa T_2, înfășurarea w_2 este alimentată direct cu tensiunea U, iar w_1 va fi alimentată în serie cu condensatorul C, rezultă o inversare a sensului de rotație. Închiderea simultană a ambelor contacte K_1 și K_2 nu produce scurtcircuitarea sursei de alimentare ca la schema din figura 7.66. Dacă se închid simultan K_1 și K_2 ambele înfășurări sînt alimentate direct și în întrefier se produce un cîmp pulsatoriu în timp și spațiu și motorul nu pornește, dacă este în mișcare motorul continuă să se rotească. Motoarele asincrone monofazate se folosesc în sistemele de reglaj automat, la care în funcție de sensul abaterii dintre valoarea impusă a mărimii reglate și a valorii măsurate a acestei mărimi rezultă un semnal alternativ de o fază dată care este amplificat cu un amplificator de curent alternativ. Acest semnal amplificat alimentează înfășurarea de comandă a motorului.

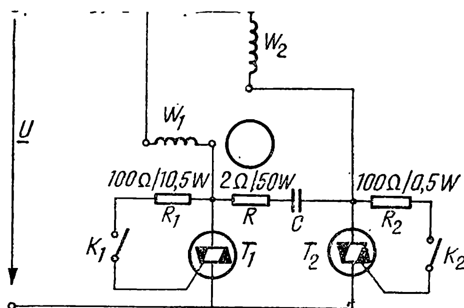


Fig. 7.67. Schemă de reversare cu două triacuri.

7.4.2. PORNIREA MOTOARELOR SINCRONE

Pornirea indirectă cu reactoare se realizează prin schemele electrice din figura 7.68. Pornirea se realizează în trei etape. Mai întîi, contactoarele c_2 și c_3 fiind deschise, se închide contactorul de rețea c_1 și motorul pornește la o tensiune redusă. După ce a ajuns la o alunecare sub 0,05 se închide c_2 care scoate din circuit rezistența de descărcare R_d, și curentul de excitație crește rapid. După o serie de oscilații motorul intră în sincronism. După aceasta se închide c_3 care scurtcircuitează reactoarele k și motorul este alimentat la tensiunea nominală. Uneori trecerea de la tensiunea redusă la tensiunea nominală se poate face înainte de a se scurtcircuita rezistența de descărcare. Schema din figura 7.68 ,*b* are avantajul că contactorul de scurtcircuitare a reactoarelor k se dimensionează la un curent mult mai redus decît curentul de scurtcircuit al motorului. Prin dimensionarea corespunzătoare a reactanțelor, curentul de pornire este micșorat în proporția dorită, însă cuplul de pornire se micșorează și mai mult. În figura 7.68 se prezintă două sisteme diferite de excitare a motorului. Pentru excitare se folosește un transformator m_2 și o punte trifazată cu diode u (fig. 7.68, *a*); puntea cu diode poate fi înlocuită cu un redresor comandat, iar în locul lui c_2 se folosesc o diodă D și un tiristor T în opoziție. La pornire, în primele momente T este aprins și puntea u blocată, curentul alternativ indus în înfășurarea de excitație se închide prin T, D (o alternanță prin T și cealaltă prin D). După atingerea vitezei maxime, se blochează T și intră în funcțiune puntea u; această punte permite forțarea excitației la pierderea sincronismului. Pornirea indirectă cu autotransformator se realizează pe baza schemei principiale din figura 7.69. La pornire, se închid mai întîi întreruptorul a și contactorul c_1, aplicîndu-se o tensiune redusă fazelor statorice prin intermediul autotransformatorului trifazat m_2, apoi se deschide contactorul c_2 și pentru un timp scurt m_2 are rolul bobinei de inducție; ulterior se închide

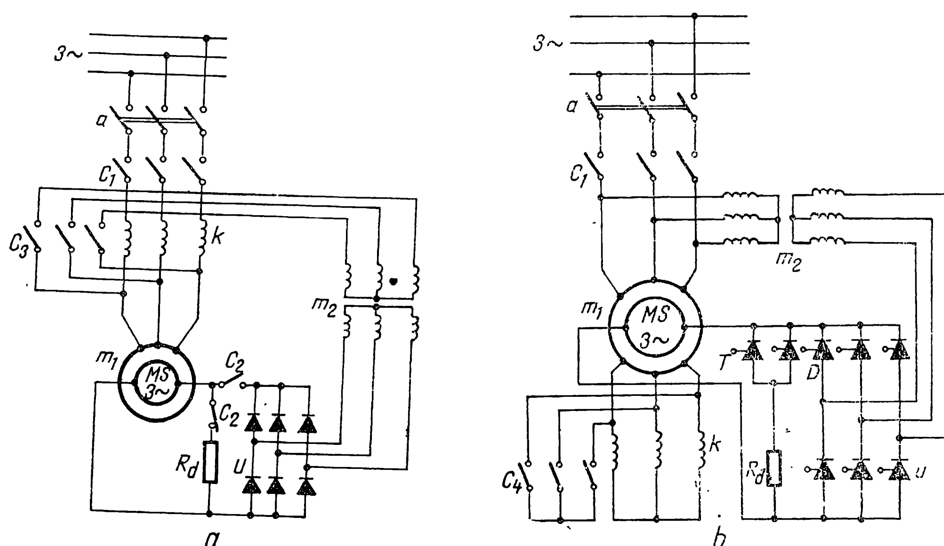


Fig. 7.68. Pornirea cu reactoare înseriate în circuitul statoric:
a — reactoarele înseriate la începutul înfășurărilor; *b* — reactoarele înseriate la sfîrșitul înfășurărilor.

c_3 care scurtcircuitează autotransformatorul. Sistemul de excitație adoptat elimină inelele de contact. Forțarea excitației se realizează prin scurtcircuitarea rezistenței R_F cu ajutorul lui c_4. Rezistența R_d și puntea u_2 rămîn permanent în circuit. Schema se utilizează cînd nu este nevoie de un cuplu de pornire mare. De precizat că autotransformatorul trifazat are un preț de cost ridicat, schema are trei contactoare de putere și în caz de automatizare necesită mult aparataj de comutație și comandă.

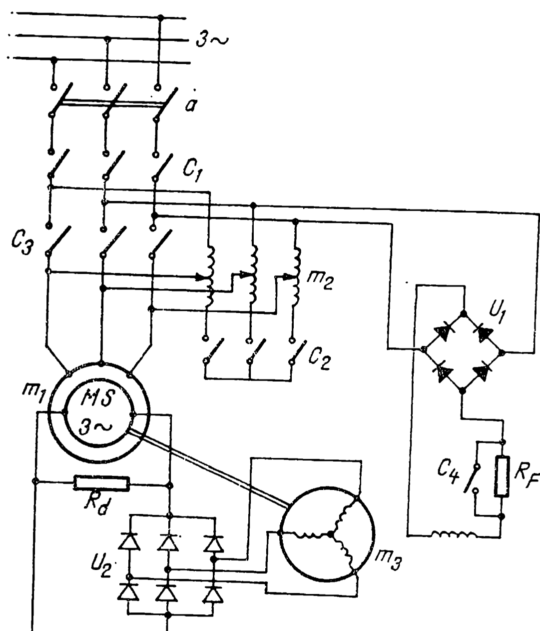


Fig. 7.69. Schemă de pornire cu autotransformato în stator și cu excitație statică (diode de putere în rotor.

În figura 7.70 se prezintă o schemă de alimentare rotorică, fără inele colectoare și la care pornirea motorului se face în condiții optime și fără utilizarea contactoarelor. Curentul de excitație este furnizat de un alternator trifazat montat pe același arbore cu rotorul motorului al cărui indus este pe rotor.

Tensiunea alternatorului este redresată de puntea *PD*, care împreună cu celelalte elemente ale circuitului de excitație fac corp comun cu arborele motorului. La cuplarea la rețea a motorului în înfășurarea de excitație se induc t.e.m. și diodele punții sînt puternic polarizate invers; pentru a nu se străpunge aceste diode se prevăd tiristoarele T_1 și T_2. Amorsarea lor se produce cînd tensiunea indusă depășește valorile tensiunilor de amorsare ale diodelor Zener DZ_1 și DZ_2, deci foarte aproape de momentul trecerii prin zero a tensiunii alternative rotorice. La începutul procesului de pornire T_3 nu amorsează deoarece tensiunea anodică și de poartă sînt în antifază, rezistența R este conectată în rotor mărind cuplul de pornire și limitînd curentul alternativ prin înfășurarea de excitație. Pe măsură ce rotorul ac-

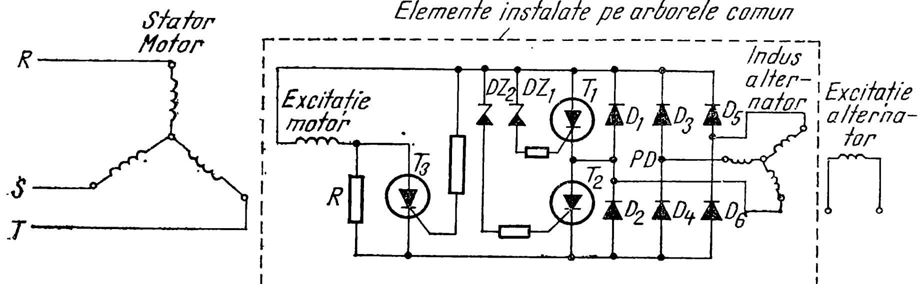


Fig. 7.70. Schema pentru pornirea automată a motorului sincron.

celerează, tensiunea alternatorului A crește, iar tensiunea indusă în rotor scade. Diodele punții pot conduce numai în intervalele în care tensiunea dintre două faze ale alternatorului este mai mare decît tensiunea rotorică, în rest puntea este blocată și tensiunea la bornele ei este egală cu tensiunea rotorică. Dacă această tensiune depășește tensiunea de avalanșă a lui DZ_1 și DZ_2, T_1 și T_2 vor amorsa, iar la ieșirea punții apare un scurtcircuit constituit de T_1 și T_2 în conducție, prin care alternatorul va debita un curent de scurtcircuit prin cîte două dintre diodele D_3 și D_6 sau D_4 și D_5 și prin borna legată la joncțiunea comună a tiristoarelor T_1 și T_2. Ieșirea din conducție a acestor tiristoare se poate face numai la schimbarea polarității tensiunii induse în rotor, ceea ce va determina în tiristoarele T_1 și T_2 un curent de sens opus cu curenții de scurtcircuit ai alternatorului. Reintrarea în conducție a lui T_1 și T_2 va înceta cînd amplitudinea alternanței pozitive a tensiunii indusă în rotor devine mai mică decît tensiunea de avalanșă a diodelor DZ_1 și DZ_2, iar puntea PD debitează pe înfășurarea de excitație. Tiristorul T_3 amorsează și rezistența R este scurtcircuitată, după oscilații rotorul intră în sincronism. Curentul de excitație este reglat prin curentul de excitație al alternatorului.

7.4.3. PORNIREA MOTOARELOR DE CURENT CONTINUU

În figura 7.71 este redată schema principială a sistemului de comandă automată a pornirii în funcție de viteză a unui motor cu excitație derivație cu ajutorul a trei trepte de rezistență. Comanda funcție de viteză necesită măsurarea vitezei, urmată de acționarea aparatajului corespunzător. Viteza se măsoară indirect prin t.e.m. indusă în înfășurarea rotorică $E_0 = k_e\Phi_0\Omega = k\Omega, (\Phi_0 = \text{const})$. Prin acționarea butonului b_1, contactorul c anclanșează și motorul pornește cu întreaga rezistență în circuit: $R_{p1} + R_{p2} + R_{p3}$. La o anumită viteză Ω_1 curentul atinge valoarea $I_{p\,min}$, iar tensiunea la bornele contactorului c_1 devine: $U_{c1} = k\Omega_1 + (R_A + R_{p3} + R_{p2})\, I_{pmin}$, fiind egală cu tensiunea lui de anclanșare; se scurtcircuitează R_{p1}, curentul crește brusc la o valoare mare. Contactorul c_2 are tensiunea

Fig. 7.71. Schema electrică de comandă automatizată a pornirii în trepte de rezistență în funcție de viteză.

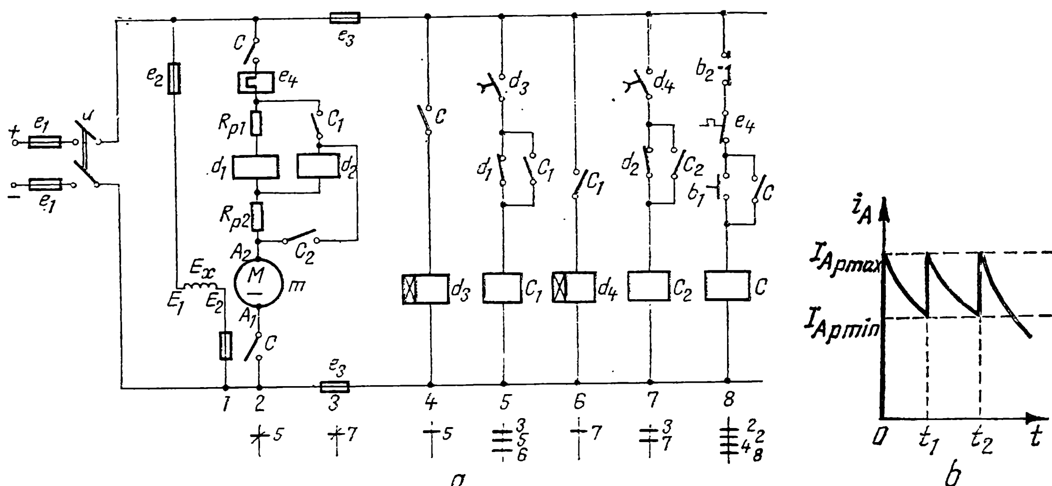


Fig. 7.72. Schema electrică de comandă automatizată a pornirii în trepte de rezistență în funcție de curent (*a*) și variația în timp a curentului, la pornire (*b*).

de anclanșare $U_{c2} = k\Omega_2 + (R_A + R_{p3})I_{p\,min}$ iar contactorul c_3 are tensiunea de anclanșare $U_{c3} = k\Omega_3 + R_A I_{p\,min}$. În acest mod se scurtcircuitează succesiv rezistențele R_{p1}, R_{p2} și R_{p3}. Aceste scheme se utilizează la puteri reduse; necesită numai contactoare, dar prezintă dezavantajul că rezistențele de pornire se pot arde în cazul unei porniri prelungite fie din cauza unor defecțiuni, fie datorită unui moment de inerție mare.

Schema electrică de principiu a comenzii pornirii automatizate în funcție de curent în două trepte este prezentată în figura 7.72. Prin acționarea butonului b_1 contactorul c anclanșează și motorul pornește, avînd toată rezistența $R_{p1} + R_{p2}$ introdusă în circuitul rotoric. Curentul crește la valoarea I_{pm} și parcurgînd releul de curent d_1 provoacă anclanșarea acestuia și se deschide d_1 din circuitul *5*, blocînd alimentarea lui c_1. Închizînd contactul c din circuitul *4* permite alimentarea releului auxiliar d_3 al cărui contact d_3 din circuitul *5* se închide temporizat; temporizarea este mai mare decît timpul propriu de acționare al releului d_1, dar mai mic ca t_1. La $t =$ $= t_1$ cînd $i_A = I_{p\,min}$, contactul d_3 din circuitul *5* este închis, curentul de revenire al releului d_1 este $I_{p\,min}$ și d_1 la această valoare declanșează, închizînd contactul d_1 din circuitul *5*, contactorul c_1 este alimentat și scurtcircuitează prima treaptă R_{p1} și închide contactele c_1 din circuitul *5* (de autoblocare) și *6* prin care se alimentează releul auxiliar d_4. Curentul i_A crește la I_{pm} și parcurge bobina lui d_2 care anclanșează, deschizînd contactul d_2 din circuitul *7*, și împiedică alimentarea lui c_2. Se închide contactul d_4 din circuitul *7* înainte de t_2 cînd $i_A = I_{p\,min}$. În final, se alimentează c_2 care scurtcircuitează a doua treaptă de rezistență. Schema are avantajul că se pot controla cu siguranță curenții I_{pm} și $I_{p\,min}$ dar conține multe contacte și relee, fiind deci scumpă și avînd siguranță scăzută în funcționare.

Schema principială de pornire automatizată în funcție de timp a motorului de curent continuu cu excitație derivație este prezentată în figura 7.73. Temporizarea releului d_1 se determină ca diferența dintre timpul necesar menținerii primei trepte a reostatului și timpul propriu de anclanșare

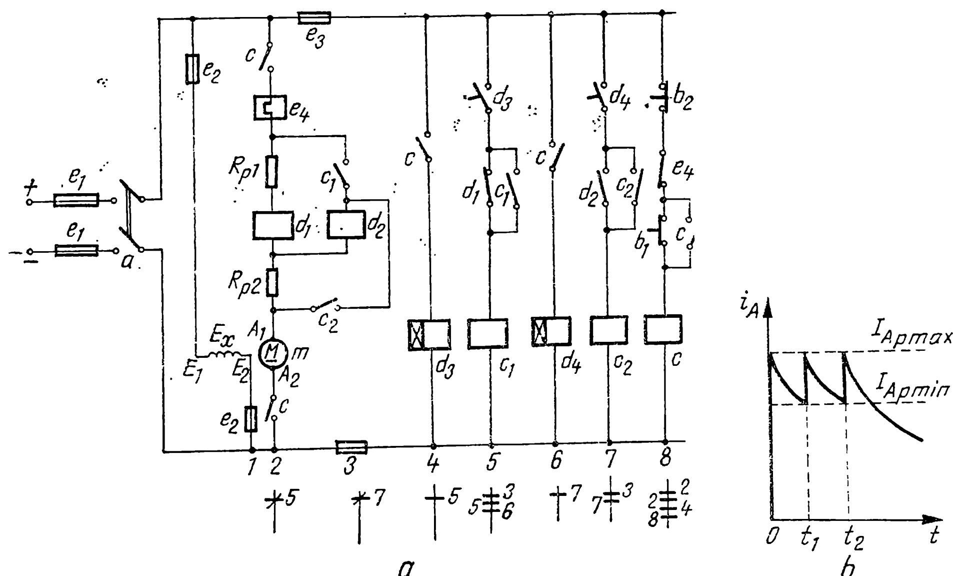


Fig. 7.73. Schema electrică de comandă automatizată a pornirii în trepte de rezistență în funcție de timp.

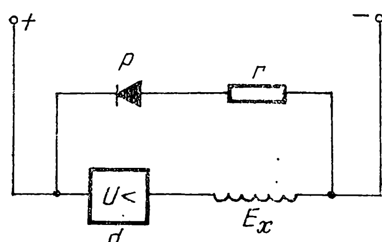


Fig. 7.74. Schema de protecție la supratensiuni a înfășurării de excitație.

a contactorului c_2, similar se determină și timpul pentru reglajul releului d_2. Prin acționarea butonului de pornire b_1, motorul pornește avînd conectat în circuitul rotoric reostatul de pornire. Prin deschiderea contactorului c din circuitul *5* releul d_1 începe temporizarea de închidere a contactului său normal închis cu temporizare la închidere. Releul d_2 închide contactul din circuitul *7* și contactorul c_1 scurtcircuitează prima treaptă R_{p1}. Din acest moment începe temporizarea releului d_2 după care se închide c_2 din circuitul *7* și c_2 scurtcircuitează a doua treaptă R_{p2}. Pentru protecția înfășurării de excitație la supratensiuni se utilizează schema indicată în figura 7.74.

În figura 7.75 este prezentată schema completă de comandă a pornirii reversibile cu frînare contracurent unde releele de accelerare sînt relee de timp. Modul de funcționare al schemei se poate stabili ușor pe baza schemelor prezentate anterior.

7.5. SCHEME DE REGLARE A VITEZEI MOTOARELOR ELECTRICE

7.5.1. MOTOARE ASINCRONE

Reglarea vitezei de rotație a motorului asincron reprezintă o problemă de mare interes tehnic, deoarece acest tip de motor are o construcție simplă, este sigur în funcționare și mai economic în exploatare. În domeniul reglării

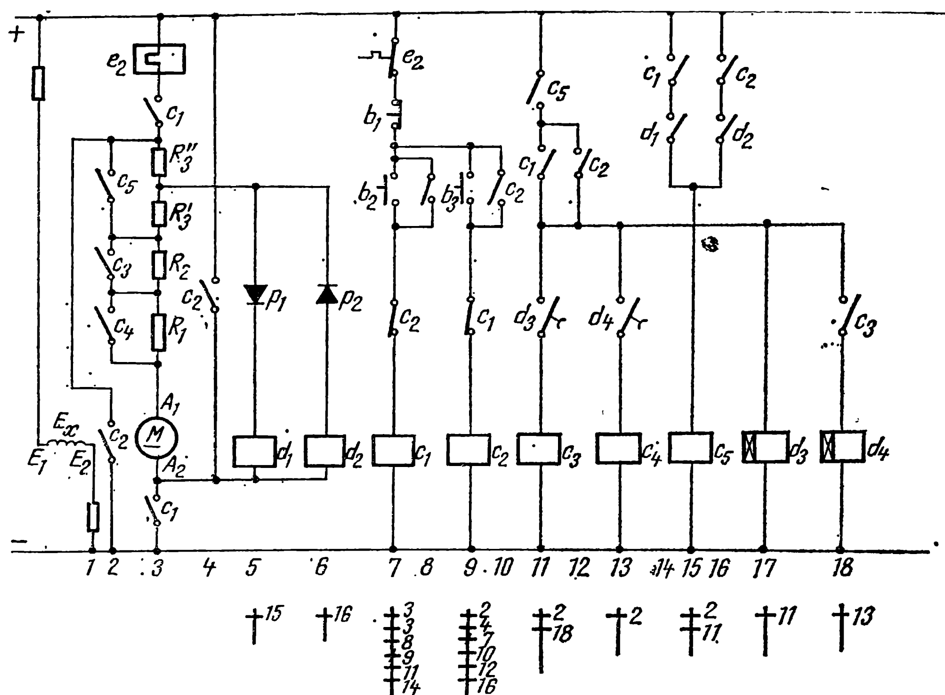
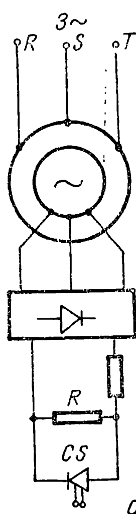


Fig. 7.75. Schema electrică de comandă automatizată a pornirii cu frînare la inversare.

vitezei motoarelor asincrone s-a ajuns la soluții neîntîlnite printre metodele convenționale: alimentarea prin impulsuri, alimentarea pas cu pas care permit aplicarea motorului asincron în sisteme de acționare deosebit de pretențioase (mecanisme de poziționare). În automatizarea acționărilor, reglarea continuă a rezistenței din circuitul rotorului se poate face în mai multe feluri. În figura 7.76 tensiunea variabilă cu alunecarea se redresează,



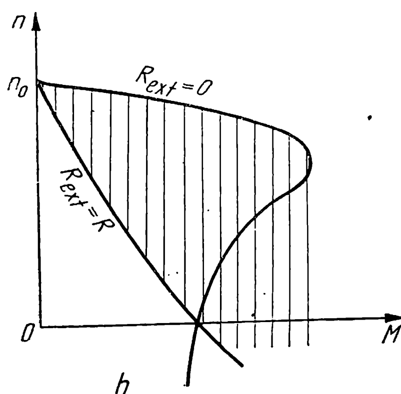


Fig. 7.76. Variația rezistenței circuitului rotorului cu ajutorul comutatoarelor statice (*a*) și caracteristicile mecanice (*b*).

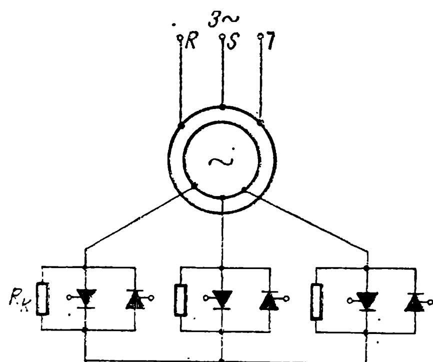


Fig. 7.77. Variația rezistențelor circuitului rotoric cu ajutorul perechilor de tiristoare montate în antiparelel.

apoi se conectează pe rezistența R a cărei valoare poate fi modificată continuu cu ajutorul unui comutator static (Chopper) conectat în paralel. Prin modificarea raportului între timpul cît comutatorul CS este închis și timpul cît este deschis se poate obține orice valoare a rezistenței active din circuitul rotoric între 0 și R. Domeniul de reglare a turației este limitat între caracteristica naturală și cea artificială, corespunzătoare rezistenței R. Din cauza redresorului pot apărea oscilații de cupluri care la alunecări mici pot deranja sistemul de reglaj. Rezistențele circuitului rotoric pot fi variate dacă în paralel cu rezistența R_k se conectează tiristoare montate antiparalel al căror unghi de aprindere poate fi comandat și astfel se modifică valoarea rezistențelor (fig. 7.77). Din cauza unghiului de aprindere, fundamentala curentului I_2 va avea un defazaj față de tensiunea U_2, ceea ce este echivalent cu introducerea în rotor a unei inductivități; capacitatea de încărcare și cuplul critic vor scădea.

Modificarea tensiunii statorice se poate face cu dispozitive de comutație statică. În figura 7.78 se prezintă cîteva scheme de alimentare ale motorului asincron prin intermediul tiristoarelor. Fiecare schemă cuprinde trei perechi de tiristoare (TT) sau tiristoare-diode (TD), montate în antiparalel pe fiecare fază. Caracteristic schemelor, b și c este prezența în fazele motorului a armonicilor de ordinul $3k$, $k \in N$; prezența acestor armonici înrăutățesc randamentul instalației de acționare. Schema a nu conține armonici de ordinul $3k$. În figura 7.79 se prezintă schema cu variator de tensiune cu tiristoare și reacție inversă. În circuitul statoric sînt montate cinci pe-

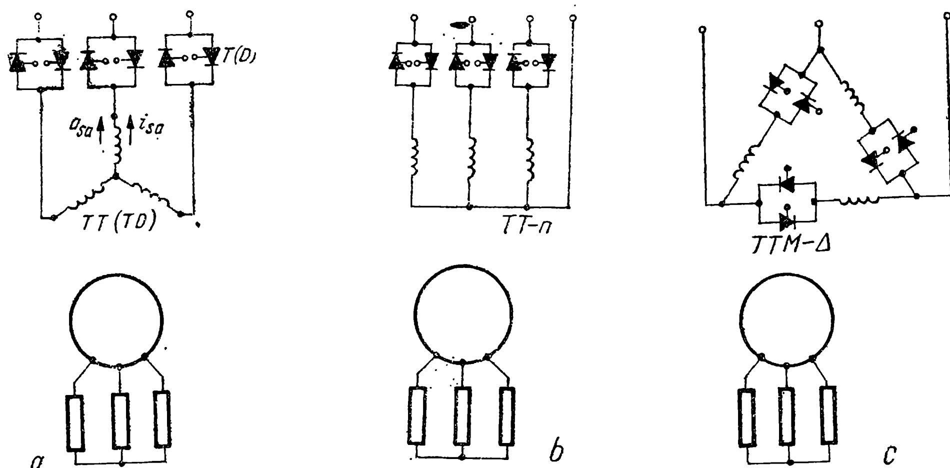


Fig. 7.78. Scheme trifazate cu tiristoare pentru reglarea tensiunii de alimentare.

Fig. 7.79. Reglarea reversibilă a vitezei motorului asincron în circuit închis prin tiristoare montate antiparalel.

Fig. 7.80. Schema de reglare prin impulsuri a vitezei motorului asincron.

rechi de tiristoare; pentru turația în sens direct se comandă perechile *1*, *2*, *3* și pentru turația în sens invers se comandă perechile *1*,*4*,*5*. Comanda aprinderii tiristoarelor este determinată de tensiunea $u_c = u_i - u_r$.

În figura 7.80 se prezintă schema de reglare a vitezei prin impulsuri. Puntea redresoare este conectată sau deconectată de contactorul static; funcție de raportul celor doi timpi se poate regla viteza. Se pot realiza scheme de reglare a vitezei în care se utilizează combinat unele din schemele elementare, de exemplu în figura 7.81 s-a realizat o schemă în care viteza

Fig. 7.81. Reglarea vitezei motorului asincron prin variația rezistenței rotorice cu ajutorul unui contactor static și variația tensiunii statorice (*a*); caracteristicile mecanice (*b*).

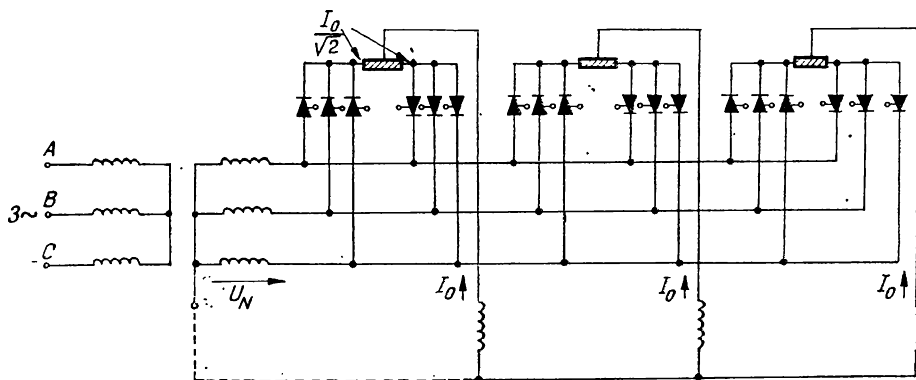


Fig. 7.82. Cicloconvertor cu circuit simetric cu trei impulsuri.

este reglată prin variația tensiunii de alimentare și variația rezistenței rotorice.

Reglarea turației prin reglarea frecvenței tensiunii de alimentare se realizează prin mai multe tipuri de scheme. În figura 7.82 se prezintă schema pentru un cicloconvertor cu trei pulsuri care cuprinde trei convertoare identice, cîte unul pe fiecare fază. Secundarul transformatorului alimentează toate cele trei convertoare. Este de preferat utilizarea cicloconvertoarelor cu mai multe pulsuri deoarece se reduc armonicile din tensiunea de ieșire, însă crește complexitatea circuitului.

În figura 7.83, *a* și *b* sînt prezentate două scheme de invertoare cu stingere autonomă pentru alimentarea motoarelor asincrone trifazate. Durata de conducție a tiristoarelor este 120°. Schema *a* reprezintă un invertor de tensiune format din tiristoarele principale $T_1...T_6$, diodele de curent invers $D_1...D_6$, diodele supresoare $D_{s1}...D_{s6}$, condensatoarele de stingere și bobinele de comutare L_1, L_2, L_3. Secvența de comandă a tiristoarelor este identică cu ordinea numerotării lor, aceasta însemnînd că la un moment dat sînt în conducție, pe 60°, simultan două tiristoare. Stingerea unui tiristor, de exemplu T_1, are loc prin deschiderea tiristorului T_3; prin condensatorul C_{13} se negativează anodul lui T_1. Dioda D_{s1} protejează tiristorul stins T_1 la supratensiune datorită întreruperii curentului în circuitul de ieșire *A*, iar dioda D_1 permite trecerea curentului invers. În circuitul intermediar există o bobină și o capacitate de valoare mare pentru netezirea tensiunii redresate. Motorul este conectat prin bobinele de comutare și în acest fel invertorul dă la ieșire o tensiune dreptunghiulară cu interval de conducție de 60° pe fiecare tiristor. Schema *b* reprezintă un invertor de curent cu stingere autonomă, deosebirea față de schema *a* constă în aceea că lipsesc diodele de curent invers și bobinele de comutare, ceea ce are ca efect forma dreptunghiulară a curentului de ieșire, datorită acestui fapt se poate asigura motorului asincron un regim de funcționare discretă pas cu pas. Invertorul de curent are avantajul că încărcarea condensatorului nu se realizează sub tensiunea circuitului intermediar ci sub curentul de sarcină și deci are o funcționare sigură chiar la mersul în gol.

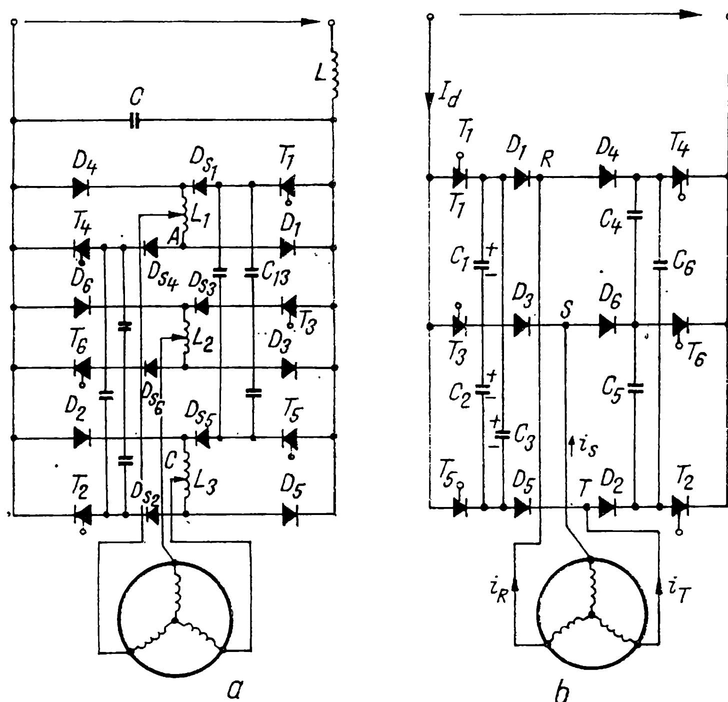


Fig. 7.83. Scheme de invertoare cu stingere autonomă.

În figura 7.84, *a* și *b* sînt prezentate două scheme de invertoare cu stingere independentă. Schema *a* reprezintă invertorul de tensiune. Tiristoarele principale $T_{11}...T_{16}$ sînt stinse prin circuitele corespunzătoare formate din condensatoarele C_1, C_2, C_3 și tiristoarele auxiliare de stingere $T_{21}...T_{26}$. La stingerea unui tiristor principal, de exemplu T_{11}, curentul inductor al sarcinii continuă să treacă prin dioda D_4, după care se reîncarcă condensatorul C_1 prin D_1 și L. Prezența bobinelor L face ca tensiunea să comute în circuitul de ieșire, din acest motiv invertorul se numește de tensiune. Schema *b* reprezintă invertorul de curent cu stingere independentă, format din tiristoarele principale $T_{11}...T_{16}$ și tiristoarele auxiliare de stingere T_{21}. T_{26} împreună cu condensatoarele C_1, C_2, C_3. În circuitul de ieșire comută curentul. Lipsa bobinelor L și a diodelor de curent invers face ca în circuitul de ieșire curentul să aibă o formă dreptunghiulară.

Regimul pas cu pas al motorului electric se caracterizează printr-un cîmp magnetic în întrefier a cărui axă ocupă în mod succesiv poziții discrete în același sens, numărul acestor poziții fiind multiplu de 3. Ca urmare mișcarea rotorului va consta din deplasări unghiulare elementare succesive. Acest regim poate fi creat prin alimentarea cu impulsuri a fazelor motorului într-o succesiune dată, de la o sursă de curent continuu.

Reglajul vitezei se face prin modificarea frecvenței impulsurilor aplicate pe fazele motorului. O astfel de schemă de principiu este prezentată în figura 7.85. De la generatorul de frecvență *GF* se obține o tensiune sinusoidală alternativă de frecvență variabilă, care se aplică la intrarea formatorului de impulsuri.

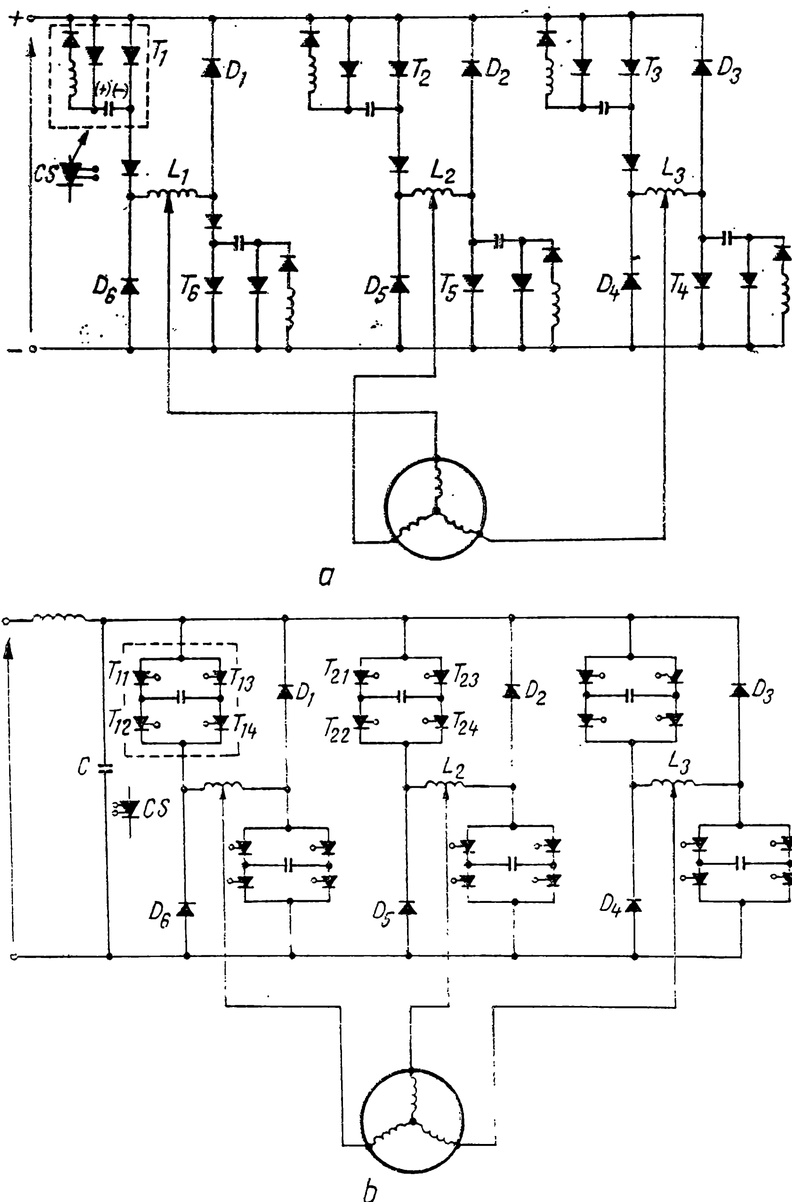


Fig. 7.84. Scheme de invertoare cu stingere independentă.

La ieșirea formatorului de impulsuri se obțin impulsuri de lățime și amplitudine determinată și a căror frecvență este egală cu frecvența semnalelor aplicate la intrarea distribuitorului, iar în *DC* se realizează amplificarea de putere.

Reglajul vitezei motoarelor asincrone pe principiul orientării după cîmp (Transvektor) este un sistem astfel conceput încît este aplicabil pentru orice tip de convertor static. Componenta după axa *d* a curentului respectiv i_d este orientată după axa fluxului magnetic și este componenta de magne-

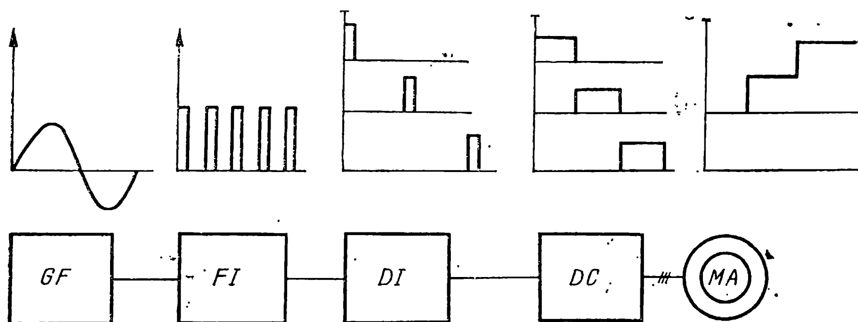


Fig. 7.85. Schema structurală a sistemului de comandă al motorului asincron în regim pas cu pas:

GF — generatorul de frecvență; *FI* — formatorul de impulsuri; *DI* — distribuitorul de impulsuri; *DC* — dispozitivul de comutație; *MA* — motorul electric.

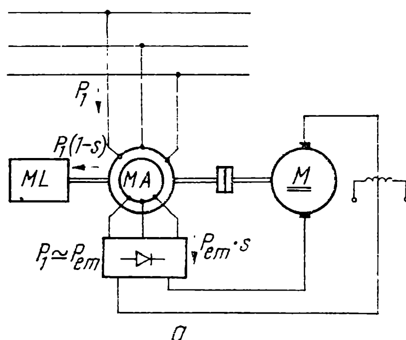
tizare a curentului statoric, reglarea acestei componente poate fi suprapusă peste reglarea lui Ψ_s. Componenta după axa q a curentului statoric este componenta activă a curentului statoric și reglarea ei se suprapune peste reglarea turației. Un sistem de traductoare realizează transformările corespunzătoare matricilor $[C_1]$ și $[C_2]$. Cu ajutorul traductoarelor se determină direct poziția cîmpului magnetic rezultant, care reprezintă axa d.

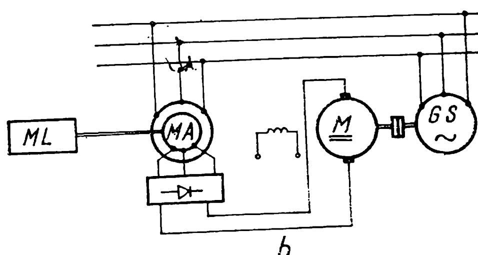
Reglajul vitezei motoarelor asincrone se poate realiza și prin conectarea în cascadă. Se știe că turația scade odată cu creșterea puterii în circuitul rotoric. Această putere poate fi valorificată. Utilizarea puterii redresate se face prin mai multe metode.

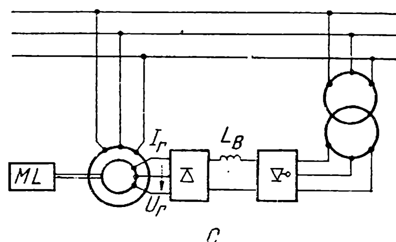
Puterea este introdusă într-un motor de curent continuu montat pe același ax — cascada Krämer (fig. 7.86, *a*). Reglarea vitezei motorului

Fig. 7.86. Cascade de curent continuu:

a — cascada Krämer; *b* — cascada Scherbius; *c* — grup redresor-invertor.







asincron se face prin modificarea excitaţiei maşinii de curent continuu. Turaţiile care se obţin sînt sub nivelul turaţiilor nominale. Se obţin cupluri mari la tur r u . c s une l ţ rea edre ului a mersul în gol este $U_{d0} = k'U_2 s_0$. Această tensiune trebuie să fie egală cu t.e.m. a motorului de curent continuu, $E = k_e n_{20} \Phi$. Din această egalitate rezultă $n_{20} = k' U_2 n_1/(k' U_2 + k_e n_1 \Phi)$.

Se constată că prin creşterea fluxului de excitaţie al motorului de curent continuu se reduce viteza de mers în gol. Valoarea minimă a turaţiei corespunde fluxului nominal al motorului de curent continuu. Sînt necesare măsuri pentru limitarea tensiunii la bornele indusului motorului de curent continuu pentru cazul cînd la turaţie ridicată a grupului s-ar da o comandă bruscă de reducere a turaţiei. Pentru a urmări cu uşurinţă circulaţia puterilor s-au făcut aproximaţiile: $P_1 \simeq P_{em}$, $P_M \simeq P_2$.

Puterea rotorică poate fi introdusă în reţea prin acţionarea unui generator sincron cuplat la reţea — cascada Scherbius (fig. 7.86, *b*). Puterea rotorică poate fi transmisă în reţea prin intermediul unui grup redresor-convertizor şi un transformator de adaptare a tensiunilor.

Cu aceste procedee se modifică turaţia în limite largi fără pierderi suplimentare importante.

7.5.2. MOTOARE SINCRONE

Modificarea vitezei se poate face prin reglarea frecvenţei.

Pentru utilizarea corespunzătoare a motorului sincron este indicată menţinerea aproximativ constantă a amplitudinii fluxului magnetic prin modificarea proporţională a tensiunii U_s cu v a . $U_s/f = \text{const.}$ atunci cuplul electromagnetic se păstrează constant. Comportarea motorului sincron la slăbirea cîmpului este mai bună decît a motorului asincron.

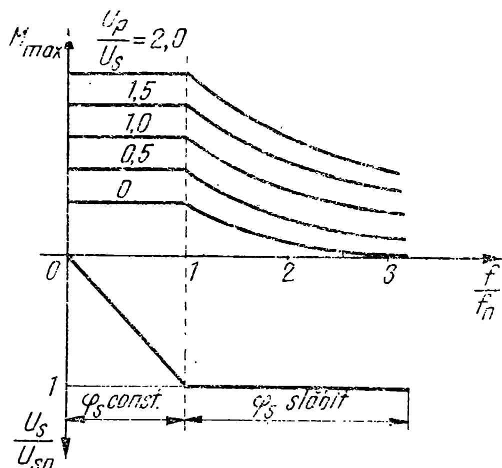


Fig. 7.87. Caracteristica cuplului maşinii şi a tensiunii de alimentare în funcţie de frecvenţă.

Caracteristica cuplului maxim şi a tensiunii de alimentare în funcţie de frecvenţă este trasată în figura 7.87. Metodele de reglare a frecvenţei tensiunii de alimentare sînt aceleaşi ca la motorul asincron. În cazul motorului sincron reglajul prin frecvenţă se efectuează prin intermediul cicloconvertoarelor, în cele mai multe aplicaţii, întrucît permite obţinerea unor viteze joase la puteri mari.

Principiul reglajului orientării după cîmp poate fi aplicat şi la motoarele sincrone.

7.5.3. MOTOARE DE CURENT CONTINUU

Un sistem de conversie a energiei electrice în energie mecanică care să exploateze din plin proprietățile de reversibilitate, atît ale motorului cît și ale redresorului se poate realiza prin alimentarea motorului de curent continuu prin două redresoare. Schemele de bază ale alimentării unui motor de curent continuu prin două redresoare sînt prezentate în figura 7.88. După felul cum sînt conectate cele două redresoare la sursa de curent alternativ se deosebesc două tipuri importante: montajul în antiparalel (fig. 7.88, *a*, *b* și *e*) și montajul în cruce (fig. 7.88, *c* și *d*). La montajul în antiparalel cele două redresoare se conectează la aceeași sursă de curent alternativ, în timp ce la montajul în cruce fiecare redresor este alimentat separat (transformator cu două secundare sau două transformatoare identice). Redresoarele sînt astfel comandate încît să furnizeze la bornele motorului tensiuni medii redresate egale; datorită unghiurilor de comandă diferite ale celor două redresoare valorile instantanee ale celor două tensiuni redresate nu coincid, fapt care duce la apariția unui curent de circulație I_c'. Din acest punct de vedere există două metode de comandă. Metoda de comandă fără curent de circulație se referă la blocarea curentului de circulație prin suprimarea impulsurilor de comandă, astfel încît redresorul care funcționează să fie comandat, iar celălalt redresor să fie blocat. Metoda de comandă la care un convertor funcționează în regim de redresor, iar celălalt convertor în regim de invertor; curentul de circulație între cele două convertoare este limitat prin inductanțe suplimentare.

În unele instalații pentru reglarea vitezei în limite largi se folosește grupul generator-motor (grup Ward-Leonard) a cărui schemă este indicată în figura 7.89. Motorul de curent continuu M care antrenează mecanismul S reprezentînd sarcina, este cu excitație separată. Generatorul G cu excitație separată alimentează motorul M. Tensiunea de excitație atît pentru motor cît și pentru generator este asigurată de un generator de curent continuu cu excitație derivație — numit excitatrice (Ex). Generatorul G și

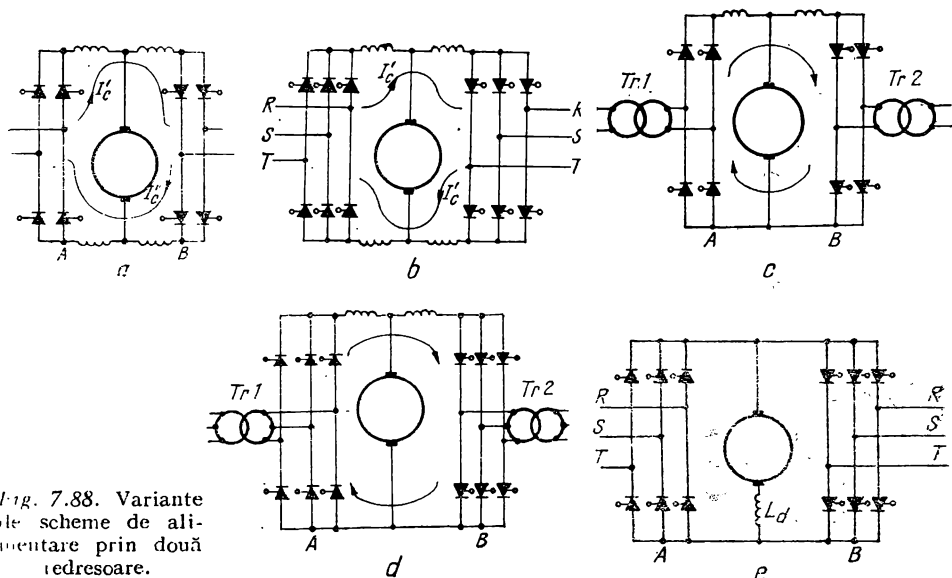


Fig. 7.88. Variante de scheme de alimentare prin două redresoare.

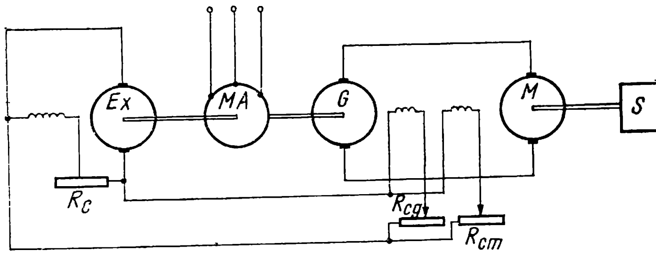


Fig. 7.89. **Grupul generator—motor.**

excitatricea *Ex* sînt antrenate de un motor electric *MA* — de regulă motor asincron dar poate fi și un motor termic. Turația motorului se poate varia în limite largi, în mod economic, întrucît tensiunea de alimentare a motorului se modifică prin variația curentului de excitație al generatorului cu reostatul R_{cg}. De regulă în domeniul turațiilor mari se recurge și la o slăbire a cîmpului inductor al motorului.

Nu trebuie prevăzut reostat de pornire al motorului, întrucît pornirea lui se realizează cu tensiunea scăzută. Schema permite și schimbarea sensului de rotație a motorului, prin schimbarea sensului curentului de excitație al generatorului. Asemenea sisteme au găsit o largă răspîndire în industria metalurgică și extractivă. Dacă motorul primar este un motor electric, grupul generator-motor prezintă dezavantajul triplei conversii a energiei în circuitul principal și a folosirii a trei mașini electrice de puteri apropiate; rezultă un randament scăzut și investiții relativ mari în utilaje și în fundații. Performanțele tehnice și economice ale schemei pot fi imbunătățite prin utilizarea elementelor statice pentru conversia energiei de curent alternativ cu tensiune efectivă constantă în energie de curent continuu cu tensiune variabilă. Schema unei astfel de instalații este indicată în figura 7.90. S-a notat cu *TA* și *TE* transformatoarele de alimentare a indusului, respectiv a excitației, iar cu *RA* și *RE* redresoarele comandate corespunzătoare; la puteri mici *RE* poate fi o punte monofazată.

În figura 7.91 se prezintă cîteva din variantele reprezentative de convertoare de tensiune continuă (Choppere). În figura 7.91, *a* sînt prezentate două variante cu un singur tiristor. În varianta a_1 tiristorul principal T_p este stins prin circuitul oscilant *LC* care se deschide odată cu T_p. În montajul a_2 grupul de stingere *LC* este montat în paralel cu T_p și stingerea are loc în același mod. La ambele variante comanda tensiunii pe motor se face modificînd perioada de comandă a tiristorului principal adică t_c = const. și T = variabil. Schema este simplă, dar se limitează la puteri mici datorită circuitului oscilant. În figura 7.91, *b* sînt prezentate patru variante de choppere cu două tiristoare. Montajul b_1 a fost analizat. La montajul b_2 circuitul oscilant pentru stingere este deschis de T_s. Încărcarea condensatorului *C* cu polaritatea +, — se face direct de la sursă. Aplicînd impuls pe T_p se deschide circuitul principal, stingerea acestuia se face aplicînd impuls pe T_s care deschide circuitul oscilant *LC*, inversînd polaritatea condensatorului, reîncărcarea condensatorului făcîndu-se de la sursă prin comanda

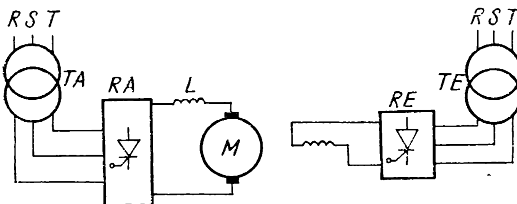


Fig. 7.90. Schema de reglare a turației motorului de c.c. cu redresoare comandate.

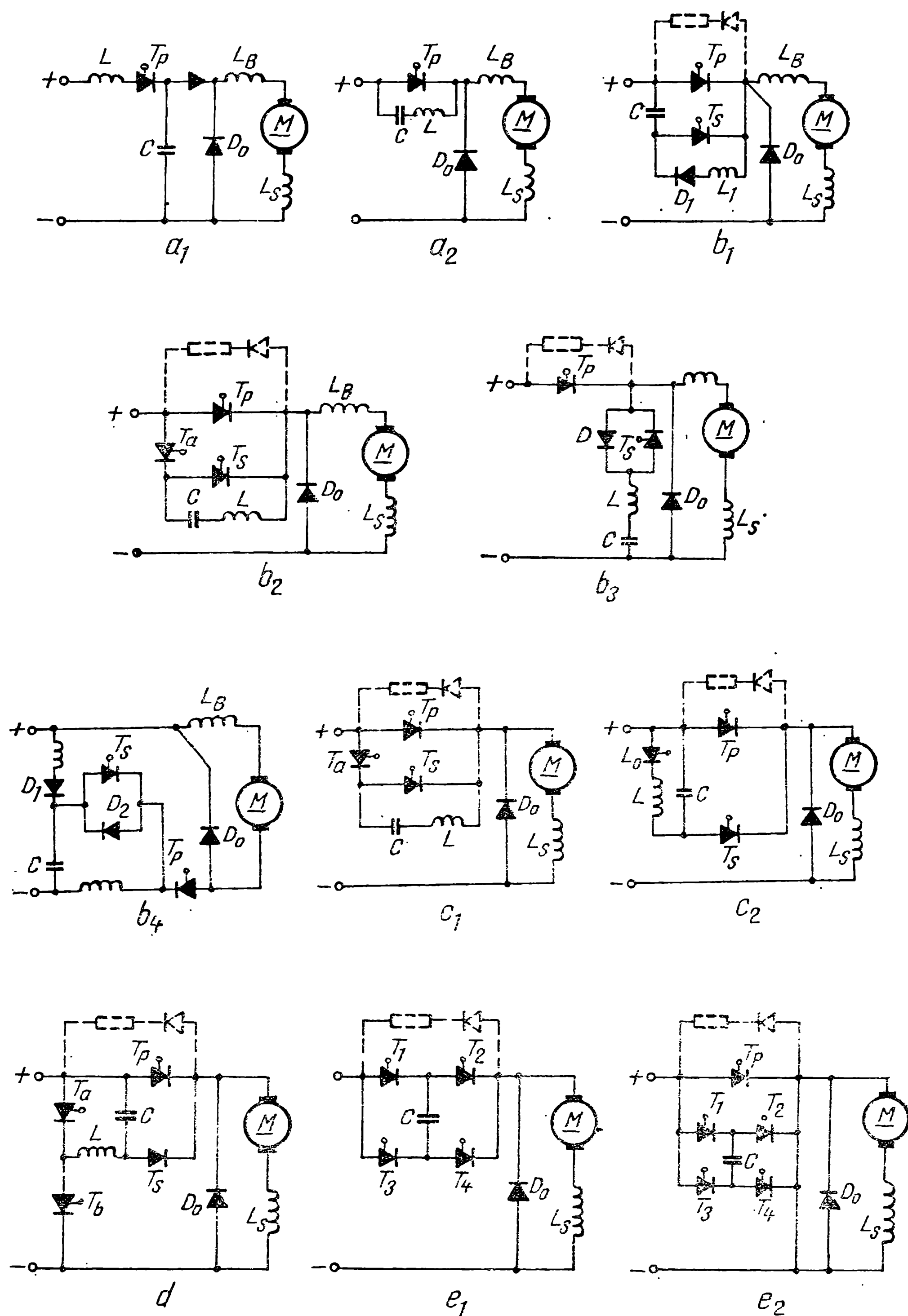


Fig. 7.91. Scheme tipice de variatoare de tensiune continuă.

tiristorului auxiliar T_a. Montajul b_3 are circuitul de stingere în paralel cu sarcina. Stingerea lui T_p se face aplicînd impuls pe T_s, fapt care duce la descărcarea condensatorului C și se pozitivează catodul lui T_p. Încărcarea condensatorului se face prin D, L și C. Variantele cu convertoare cu două tiristoare au dezavantajul că încărcarea condensatorului depinde de valoarea curentului de sarcină, ceea ce duce la o funcționare nesigură la sarcini mici ale motorului. Montajul b_4 are circuitul de stingere independent de sarcină, iar încărcarea condensatorului se face direct de la sursă. Stingerea lui T_p se face prin pozitivarea catodului (convertor cu stingerea pe catod). Comanda se face la T = const., t_c = variabil.

În figura 7.91, *c* sînt prezentate două variante de convertoare cu trei tiristoare. La montajul c_1 se aplică impuls simultan pe T_p și T_a, deci se deschide circuitul principal și se încarcă condensatorul C. Stingerea tiristorului principal se face deschizînd circuitul oscilant LC prin tiristorul T_s. Montajul c_2 se comandă în același mod, însă stingerea se face prin negativarea anodului T_p. Comanda se face la T = const., t_c = variabil. O variantă cu patru tiristoare se prezintă în figura 7.91, *d*. Circuitul de stingere este format din trei tiristoare comandate în secvența T_p și T_b, T_a, T_s. Prin deschiderea lui T_b se încarcă condensatorul C cu polaritatea, + sus și — jos. Impulsul pe T_a, la o distanță invariabilă de cel de pe T_b, va repolariza condensatorul C cu polaritatea inversă — și +. Deschiderea lui T_s polarizează catodul lui T_p și îl stinge. Circuitul de stingere este separat de sarcină, iar comanda se face la T = const, și t_c = variabil unde t_c este distanța între impulsurile pe T_a și T_s. Montajul descris este unul din cele mai utilizate datorită funcționării sale sigure la orice sarcină. În figura 7.91, *e*, sînt prezentate două scheme cu circuit de stingere în punte. La varianta e_1 tiristoarele T_1, T_2 sînt principale și se comandă simultan. La conectarea motorului prin deschiderea lui T_1 și T_2 se dă impuls și pe T_3, încărcînd condensatorul C cu polaritatea — sus și + jos.

Aplicînd impuls pe T_4, condensatorul C polarizează catodul lui T_2 și îl stinge, deconectînd motorul. Secvența de comandă este T_1 și T_2, T_3, T_4 ... la T = const și t_c = variabil. Montajul e_2 are un singur tiristor principal și patru tiristoare secundare.

Secvența de comandă T_p, T_1, și T_4, T_2 și T_3. Stingerea lui T_p se face prin polarizarea catodului la aplicarea impulsului pe T_2 și T_3; T = const. și t_c = variabil.

Pentru o funcționare mai sigură a variantelor expuse la sarcini mici și durată relativă de conectare mare a motorului este necesar un circuit auxiliar format dintr-o diodă și o bobină montate în antiparalel cu tiristorul principal pentru reîncărcarea condensatorului; circuitul auxiliar este important cînd stingerea depinde de curentul de sarcină, el grăbește reîncărcarea condensatorului C, reducînd timpul de blocare a lui T_s.

În figura 7.92 se prezintă un sistem de reglare a vitezei unui motor de curent continuu. Elementul de execuție este un redresor cu tiristoare. Sistemul automat conține un traductor de viteză (tahogenerator) și un regulator de viteză care primește la intrare valoarea dorită a vitezei, de la un potențiometru și valoarea măsurată a vitezei cu semn opus. În funcție de abatere, regulatorul transmite o comandă prin DCG și redresorul comandat n furnizează funcție de semnal o anumită tensiune motorului. Schema ajunge în stare de echilibru în momentul în care viteza măsurată este aproape egală

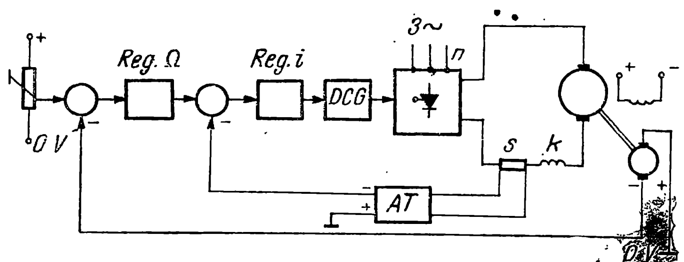


Fig. 7.92. Sistem de reglare a vitezei cu restricții de curent, prin schema în cascadă.

cu viteza impusă. În cazul în care motorul se află în repaus și se comandă brusc prin potențiometru, viteza maximă atunci tensiunea aplicată indusului este maximă și apare un curent mare prin indus (curentul de scurtcircuit U/R). Ca urmare în schemele de reglare automată a vitezei se iau măsuri pentru asigurarea automată a limitării curentului (prin S și AT).

7.6. PARTICULARITĂȚI ALE SISTEMELOR ELECTRICE DE ACȚIONARE CU DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE

Utilizarea mutatoarelor în SEA a condus la apariția unor fenomene secundare nedorite, care diminuează unele avantaje ale acestor sisteme. Sursa acestor fenomene constă în conținutul de armonici superioare în unda tensiunii sau/și a curentului. Prezența acestor armonici conduce în principal la următoarele aspecte:

— majorarea pierderilor suplimentare în fier și în rezistențele înfășurărilor, deci a încălzirii motoarelor electrice acționate — echivalent cu reducerea puterii acestora;

— apariția unor cupluri parazite care deformează curba cuplului electromagnetic cu consecințe asupra pornirii sau a stabilității în funcționare;

— înrăutățirea simțitoare a comutației la motoarele de curent continuu, mai ales la variații rapide ale cuplului de sarcină;

— creșterea perturbațiilor radiofonice produse de aceste sisteme.

Dezvoltarea impetuoasă a convertizoarelor statice de frecvență impune și o reorientare a concepției construcției de mașini electrice, care, mai ales la puteri mari, funcționează în condiții diferite de cele oferite de rețeaua de alimentare. Undele de tensiune și de curent diferă substanțial de o sinusoidă.

Transformatoarele utilizate în stațiile de redresare sau în SEA funcționează, de regulă, în regim deformant și nu sînt folosite 100% în comparație cu transformatoarele de aceeași putere aparentă în regim sinusoidal. În transformatoarele utilizate în instalațiile de redresare pot apărea forțe electrodinamice mult mai periculoase decît în transformatoarele de utilizare curentă. Aceasta se explică prin faptul că la străpungerea unei diode solenația rezultantă a unei coloane poate să nu fie nulă datorită componentei continue a curenților secundari (cînd această componentă există). Apare necesitatea ca transformatorul să fie întărit din punct de vedere mecanic.

La motoarele de curent continuu curentul prin indus este:

$$i_A(t) = I_A + \sum_{\nu=1}^{\infty} I_{m\nu} \sin(\nu p \omega t + \varphi_\nu)$$

unde p este numărul de pulsuri ale tensiunii redresate.

Coeficientul de ondulație a curentului i_A este mărimea $\tilde{\sigma} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2}\sum_{\nu=1}^{\infty} I_{m\nu}^2}}{I_A}$, adică raportul dintre valoarea efectivă a componentei alternative și componenta continuă I_A. Coeficientul de formă $k_f = \left[\sqrt{I_A^2 + \frac{1}{2}\sum_{\nu \in N} I_{m\nu}^2}\right] / I_A = \frac{I_{Ae}}{I_A}$ și deci $k_f^2 = 1 + \tilde{\sigma}^2$. Ondulația curentului i_A are o primă consecință creșterea pierderilor Joule în înfășurarea rotorică $P_J = R_A I_{Ae}^2 = R_A I_A^2 (1 + \tilde{\sigma}^2)$, adică pierderile suplimentare sînt proporționale cu $\tilde{\sigma}^2$. Dar aceste pierderi mai sînt sporite și prin distribuirea neuniformă a densității de curent în conductoarele de crestătură. O altă consecință a ondulației curentului este mărimea curentului de comutație. Prin secția care comută, curentul este posibil să varieze între I_{Am} și $-I_{Am}$; cum $I_{Am} > I_A$ comutația secției va fi mai dificilă. Polii auxiliari trebuie să funcționeze nesaturat la curenții relativ mari în comparație cu cel nominal. Defazajul în timp al fluxului polilor auxiliari în raport cu curentul din secția aflată în comutație, este efectul cel mai important care restrînge simțitor banda comutației întunecate (fără scîntei la colector). Comutația se complică la curenți care depășesc sensibil curentul nominal și prin faptul că reacția magnetică a indusului devine mai puternică conducînd la creșterea valorii maxime a t.e.m. induse în spira care comută; se impune realizarea unei înfășurări de compensație adecvate. Pentru a diminua ondulația tensiunii de alimentare, la puteri mari, se utilizează scheme cu un număr mare de pulsuri într-o perioadă (de exemplu 12). Curentul ondulat poate fi netezit cu ajutorul unor bobine, însă pe măsură ce crește puterea instalației soluția este mai costisitoare, apar pierderi suplimentare, spațiu în plus și mai ales face să crească simțitor constanta de timp a indusului, cu efecte negative asupra comutației.

Pierderile suplimentare din fierul indusului, dar mai ales din miezul polilor auxiliari și din carcasă pot depăși pierderile suplimentare din înfășurarea indusului. Curenții turbionari din miezul polilor auxiliari și din carcasă sînt cu atît mai mari cu cît ondulațiile curentului redresat sînt mai pronunțate. Aceste pierderi produc o încălzire suplimentară a mașinii conducînd la o reconsiderare a ventilației. Creșterea ondulațiilor la viteze mici și atenuarea autoventilației motorului impun adeseori introducerea ventilației forțate. La puteri mari și la turații mici pot apărea zgomote magnetice, iar curenții ondulați se transmit capacitiv spre rulmenți, conducînd la pierderi în lagăre care pot scoate motorul din funcțiune. Aceste aspecte pot fi diminuate prin unele măsuri constructive sau de proiectare: întregul circuit magnetic se adoptă lamelat și carcasa are doar rol mecanic realizîndu-se din tablă subțire la puteri mici, sau se elimină la puteri medii și mari; în diferitele porțiuni ale circuitului magnetic se adoptă pentru inducții valori moderate; indusul se prevede cu un număr de crestături, respectiv de lamele mărit; se aleg perii de electrografit cu rezistență mai

mare. La motoarele cu puteri peste 0,25 kW/rot/min se recomandă perii jumelate. În general lățimea periei este redusă, pentru ca și lățimea zonei de comutație să fie moderată. Peria calcă pe două, cel mult trei lamele de colector, fapt care conduce uneori la lungirea colectorului. La motoarele sincrone inductorul se realizează lamelat, de exemplu în cazul utilizării magneților permanenți piesele polare 4 (fig. 7.93) se realizează din tole, (construcția este specifică magneților cu B_r mic).

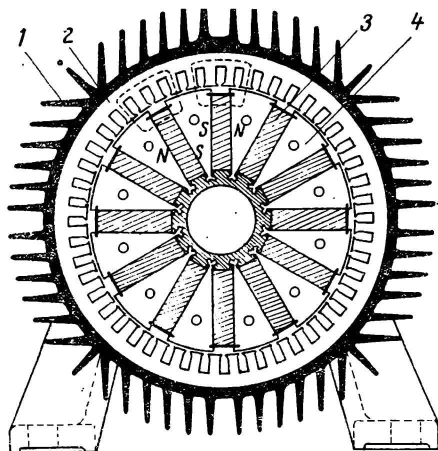


Fig. 7.93. Motor sincron cu magneți permanenți cu piese polare lamelate:
1 — carcasă cu nervuri pentru răcire; *2* — pachet statoric; *3* — magnet permanent; *4* — pachete rotorice din tole.

Puterea absorbită și factorii de putere la schemele cu mutatoare diferă în raport cu regimul sinusoidal. Undele de tensiune și de curent diferă substanțial de o sinusoidă:

$$u(t) = \sum_{k \in N} U_{mk} \sin (k\omega t + \alpha_k); \quad i(t) = \sum_{k \in N} I_{mk} \sin (k\omega t + \beta_k).$$

Puterea reactivă respectiv puterea activă absorbită de acest sistem este:

$$P = \sum_{k \in N} U_k I_k \cos \varphi_k; \quad Q = \sum_{k \in N} U_k I_k \sin \varphi_k; \quad \varphi_k = \alpha_k - \beta_k.$$

Valorile efective ale curentului și tensiunii sînt:

$$U = \sqrt{\sum_{k \in N} U_k^2}; \quad I = \sqrt{\sum_{k \in N} I_k^2}.$$

Puterea aparentă $S = UI \neq \sqrt{P^2 + Q^2}$ și se pune sub forma $S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}$, D — fiind puterea deformantă.

În cazul în care tensiunea este sinusoidală relațiile se mai simplifică.

Factorul de putere al fundamentalei $\cos \varphi_1 = P/S_1$ se mai numește și *factor de deplasare*. Factorul de putere al instalației este $\cos \varphi = P/S$. Regimul deformant are o serie de consecințe negative: mărirea pierderilor pe linie, mărimea puterii aparente a receptoarelor (se reduce factorul de putere și randamentul), fenomene de rezonanță, perturbarea liniilor de telecomunicație, deformarea tensiunii rețelei, erori de măsurare la aparatele de măsură.

Pierderile în mutatoare se calculează prin însumarea pierderilor care au loc în fiecare ventil. Pierderile referitoare la ventil sînt de mai multe categorii: pierderi în regimul de conducție directă (P_T), pierderi în cazul tiristorului blocat polarizat direct (P_{BD}), pierderi în cazul polarizării inverse (P_{BR}), pierderi în circuitul de comandă (P_G), pierderi prin comutație (P_C). În catalog se dau P_T funcție de curent, care de fapt sînt cele mai importante pierderi. Cunoscîndu-se numărul de ventile al mutatorului se deduc pierderile lui.

7.7. ALEGEREA MOTOARELOR DE ACȚIONARE ELECTRICĂ

În acționările electrice se utilizează aproape toate tipurile de mașini electrice. O utilizare mai largă o au motoarele care permit o reglare a vitezei în limite largi, există posibilitatea de recuperare a energiei înmagazinate în masele în mișcare. Problema de bază în alegerea motoarelor electrice este determinarea puterii acestora. Utilizarea unui motor de putere prea mare conduce la investiții neeconomice; dacă motorul este prea mic atunci nu satisface condițiile tehnice impuse de instalația acționată. Determinarea puterii nominale a motoarelor electrice se face după un criteriu comun și anume: în timpul funcționării mașina să nu depășească temperaturile maxime admise de clasa de izolație. Căldura Q în care s-au transformat pierderile din mașina electrică se calculează cu relația:

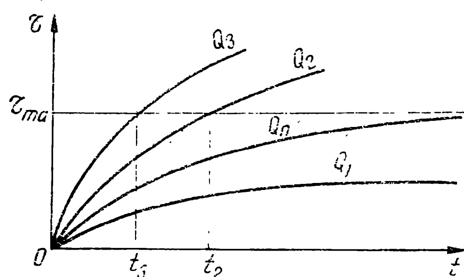


Fig. 7.94. Încălzirea motoarelor electrice la diferite sarcini termice ($Q_1 < Q_n < Q_2 < Q_3$).

$$Q = 0{,}24\ P_2(1/\eta - 1)$$

În raport de valoarea lui Q încălzirea poate avea loc după una din curbele din figura 7.94. Mașina fiind echivalentă cu un corp termic omogen, încălzirea are loc după ecuația $\tau = \tau_f(1 - e^{-t/T}) + \tau_0 e^{-t/T}$, iar răcirea după ecuația $\tau = \tau_{in}\, e^{-t/T}$.

STAS 1893-78 clasifică, definește și simbolizează serviciile mașinilor electrice. Se vor prezenta trei tipuri de servicii mai des întîlnite: serviciul continuu *S*1, serviciul de scurtă durată S2 și serviciul intermitent periodic S3 (fig. 7.95).

a) Se numește putere nominală în serviciul *S*1 puterea maximă la care mașina poate funcționa timp nelimitat fără ca încălzirea diferitelor ei părți

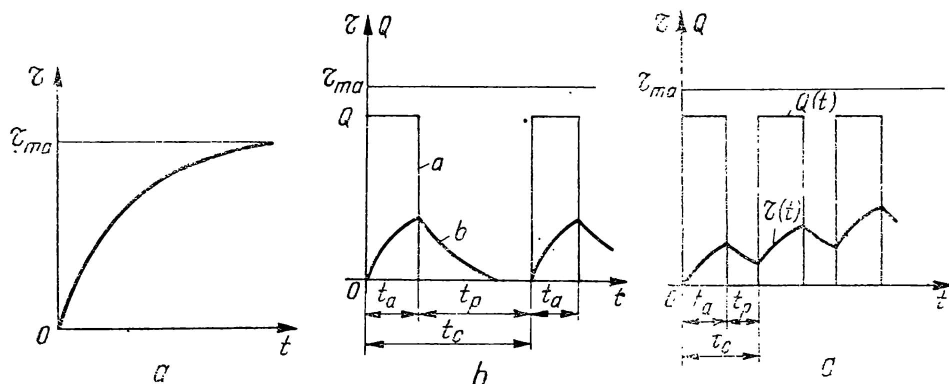


Fig. 7.95. Variația temperaturii:
a — serviciul *S*1; *b* — serviciul *S*2; *c* — serviciul *S*3.

să depășească limitele admisibile stabilite de STAS (fig. 7.95, *a*). În cazul în care sarcina este constantă puterea motorului se calculează cu relația:

$$P_2 = M_s\,\Omega_N = \frac{2\pi}{60} n_n\, M_s \cdot [W] = \frac{2\pi}{60} n_n\, M_s \cdot 10^{-3}\ [\mathrm{kW}] = \frac{n_n M_s}{9750}\ [\mathrm{kW}]$$

În cazul în care sarcina motorului nu este constantă (fig. 7.96) motorul se echivalează cu un motor care funcționează la sarcina constantă și în care se dezvoltă aceeași cantitate de căldură în intervalul considerat:

$$(q_c + \alpha I_e^2) \sum_{i=1}^{n} t_i = \sum_{i=1}^{n} (q_c + \alpha I_i^2)\, t_i$$

unde q_c este căldura dezvoltată în unitatea de timp determinată de pierderile constante și αI_e este căldura dezvoltată în unitatea de timp de pierderile variabile. Rezultă expresia curentului echivalent $I_e = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} I_i^2 \cdot t_i / \sum_{i=1}^{n} t_i}$ valabilă pentru toate motoarele electrice. Se alege motorul al cărui curent nominal $I_n \leqslant I_e$.

Dacă cuplul este proporțional cu curentul. cuplul echivalent $M_e = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} M_i^2\, t_i / \sum_{i=1}^{n} t_i}$, dacă viteza este constantă atunci puterea echivalentă $P_e = \sqrt{\sum P_i^2\, t_i / \sum t_i}$. Trebuie să se verifice că $M_{ms}/M_n < k_m$, unde M_{ms} este cuplul maxim din diagrama de sarcină. S-a făcut aproximația că constantele de timp T sînt aceleași, pentru a corecta această ipoteză se introduce constanta $T_e = T/\beta$ unde β este dat în tabelul 7.3.

b) Se numește putere nominală în serviciul $S2$ puterea maximă pe care o poate debita mașina în perioada de funcționare fixată de STAS, fără a depăși limitele admisibile de încălzire.

Dacă nu se dispune de cataloage de motoare special construite pentru acest regim, se pot folosi cataloagele motoarelor din seriile normale. Motorul funcționînd un timp limitat este posibilă supraîncărcarea lui. Notînd

TABELUL 7.3. Coeficientul de corecție β

Tipul de motor	Pauză	Pornire	Frînare
Motoare c.c. deschise cu autoventilație 05			
Motoare asincrone	0,25	0,75	0,5

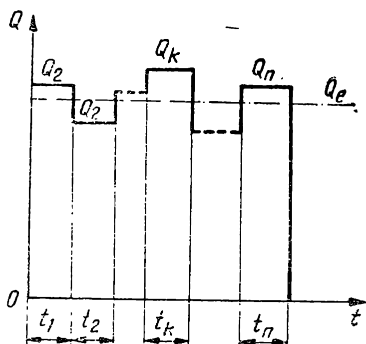


Fig. 7.96. Diagramă de sarcină.

Q_k și t_k sarcina termică și timpul în serviciul $S2$ și cu Q_e sarcina termică echivalentă în regimul de lungă durată rezultă:

$$Q_k\,(1 - e^{-t_k/T})/A = Q_e/A \text{ unde } t_k/T = \ln \alpha/(\alpha - 1) \text{ cu } \alpha = Q_k/Q_e.$$

Cunoscînd t_k, T și Q_k se determină Q_e și puterea corespunzătoare P_e.

c) Se numește putere nominală în regimul $S3$ puterea maximă la care mașina poate să lucreze cu durata activă relativă ($DA = t_a/T$) fără ca încălzirea să depășească limitele stabilite de STAS.

Durata DA este dată de STAS în procente: DA = 15%, 25%, 40%; 60% iar $T = 10'$.

Diversitatea problemelor din acționările electrice conduce însă la situații în care DA diferă de datele normalizate.

Este necesar deci să se recalculeze puterea motoarelor corespunzătoare cazurilor reale. Notăm P_r, Q_r, DA_r puterea, sarcina termică și durata relativă reală, cu P_n, Q_n, DA_n aceleași mărimi pentru datele din catalog. Se poate scrie $Q_r\,DA_r = Q_n\,DA_n$ sau $(q_c + \alpha I_r^2)\,DA_r = (q_c + \alpha I_n^2)\,DA_n$. Se notează $X = P_n/P_r$ și se poate considera că aproximativ $X^2 = (I_n/I_r)^2$, iar $\gamma = q_c/\alpha I_r^2$ se deduce

$$X = \sqrt{\gamma\,(DA_r/DA_n - 1) + DA_r/DA_n}$$

Primul termen de sub radical are valori apropiate de zero deoarece raportarea se face întotdeauna la motoare cu o durată de conectare cît mai apropiată de cea reală și pentru $P_n < P_r$ rezultă

$$X \simeq \sqrt{DA_r/DA_n}\,; \quad P_n = P_r\sqrt{DA_r/DA_n}\,.$$

În cazul în care temperatura mediului ambiant diferă de 40° atunci este necesară o recalculare a puterilor motoarelor electrice de acționare.

În tabelul 7.4 se prezintă valori pentru randamente și factorul de putere pentru diferite puteri.

TABELUL 7.4.

η și cos φ pentru motoare de joasă tensiune

1500, rot/min		η, %	cos φ
Motoare de curent continuu	1... 10 kW	70...84	—
	$P_n \leqslant$ 100 kW	84...92	—
	$P_n \leqslant$ 1000 kW	92...95	—
Motoare asincrone cu inele de contact	11...100 kW	86...93	0,79...0,87
	$P_n \leqslant$ 500 kW	93...95	0,87...0,91
Motoare asincrone cu rotorul în scurtcircuit	$P_n \leqslant$ 1 kW	53...74	0,67...0,78
	$P_n \leqslant$ 11 kW	74...88	0,81...0,85
	$P_n \leqslant$ 132 kW	88...95	0,86...0,88
	$P_n \leqslant$ 400 kW	95...97	0,88...0,89

DEZVOLTAREA ISTORICĂ A MAŞINILOR ŞI TRANSFORMATOARELOR ELECTRICE

MAŞINI ROTATIVE

Elemente generale de bază şi primele maşini:

1825 — Englezul W. Sturgeon inventează electromagneţii.

1831 — Englezul M. Faraday descoperă legea inducţiei electromagnetice.

1832 — Italianul S. Dal Negro construieşte prima maşină de curent alternativ, eteropolară cu mişcare de du-te-vino.

— Un necunoscut P. M. descrie primul generator de curent alternativ cu mişcare de rotaţie.

— Francezul H. Pixii construieşte primul generator de curent continuu care utilizează pentru comutaţie basculatorul lui Ampere.

1833 — Englezul W. Ritchie inventează colectorul.

— Rusul H. F. E. Lenz enunţă reversibilitatea maşinilor electrice.

1834 — Rusul B. S. Iacobi pune în mişcare, pe cale electrică, o barcă care s-a deplasat în susul fluviului Neva (Leningrad).

1843 — Germanul E. Stöhrer construieşte maşini multipolare.

1850 — Firma A l' Alliance construieşte maşini magnetoelectrice după Nollet şi van Malderen.

1856 — Germanul W. Siemens construieşte indusul în dublu T, ceea ce constituie prima crestătură.

1866 — Siemens descoperă principiul autoexcitaţiei care stă la baza maşinilor mari.

MAŞINI DE CURENT CONTINUU

1860 — Italianul A. Pacinotti construieşte o maşină magnetoelectrică cu înfăşurarea închisă, în inel, cu colector cu mai multe lamele.

1869 — Belgianul Z. Th. Gramme utilizează la maşina sa indusul cu înfăşurare în inel al lui Pacinotti şi principiul autoexcitaţiei.

1872 — Germanul F. V. Hefner-Alteneck construieşte indusul în tambur, cu o înfăşurare într-un singur strat.

1882 — Americanul E. Weston patentează înfăşurarea în două straturi.

— Suedezul Wenstrom inventează indusul cu crestături al maşinilor actuale.

1883 — Francezul Thury construieşte maşini cu 4 şi 6 poli exteriori, cu indus în tambur.

— Mordey inventează legăturile echipotenţiale.

1884 — Olandezul Menges inventează înfăşurarea de compensaţie.

1885 — R. H. Mather inventează polii de comutație.
— Firma „Alioth" introduce înfășurarea executată pe șablon.
— Se produc în Anglia și America perii din cărbune.
1887 — Germanul W. Lahmeyer inventează jugul feromagnetic închis pentru mașini cu poli exteriori.
1891 — Germanul E. Arnold inventează înfășurarea serie multiplă. El face prima reprezentare sistematică a înfășurărilor în cartea sa: „Die Ankerwicklungen der Gleichstrom-Dynamomaschine".
1895 — Germanii A. Ettingshausen și F. Pichler construiesc mașina care debitează prin trei coductoare.
1899 — Germanul G. Ossana inventează înfășurările deschise de curent continuu
1903 — Americanul Noeggerath construiește mașina unipolară.
1904 — Germanul E. Rosenberg construiește mașina cu cîmp transversal.
1908 — K. Pickelmayer elaborează teoria comutației.
1929 — Italianul J. M. Pestarini și sovieticul Șenfer inventează metadina.
1938 — Americanii Alexanderson și Edwards comunică asupra mașinii amplificatoare amplidina.
1947 — Germanul O. Schmutz patentează o mașină amplificatoare cu nesimetrie.

MAȘINI SINCRONE

1887 — Germanul F. A. Haselwander construiește o mașină trifazată cu indus în formă de inel și poli interiori.
— Iugoslavul N. Tesla patentează motorul bifazat.
— Englezul Bradley construiește un generator polifazat cu o înfășurare în inel și incizii.
1891 — Rusul M. Dolivo-Dobrowolsky realizează prima transmisie de energie în trifazat, de la Lauffen la Frankfurt pe Main.
1900 — C. P. Steinmetz enunță principiul de funcționare al motorului cu histerezis.
1901 — C.E.L. Brown inventează rotorul din plăci laminate, pentru turbogeneratoare
1905 — Americanul A. B. Field stabilește teoria efectului pelicular.
1911 — Elvețianul Roebel inventează conductorul executat prin transpoziție.
— D. Robertson construiește primul motor cu histerezis și stabilește relația dintre cuplul electromagnetic și caracteristicile materialului cu histerezis. Dimensiunile motorului cu histerezis realizat erau mult mai mari decît ale altor motoare electrice de aceeași putere.
1926—1937 — Se studiază regimurile tranzitorii de către americanii R. H. Boherty, C. A. Nickle, R. H. Park, B. L. Robertson, G. Kron și sovieticii A. A. Gorev, C.A. Lebev, P.S. Jdanov, N.F. Margolin, R.A. Liuter, N.N. Scedrin etc.

MAȘINI DE INDUCȚIE

1885 — Italianul G. Ferraris construiește un model al unui motor polifazat de inducție
1887 — N. Tesla patentează motorul de inducție bifazat.
1889 — M. Dolivo-Dobrowolsky construiește primul motor trifazat cu simplă colivie și primul motor cu dublă colivie.
1893 — La Oerlikon se execută prima înfășurare în inel cu poli comutabili.
1894 — Germanul Heyland construiește diagrama cercului.
1897 — Germanul R. Dahlander inventează înfășurarea cu tambur cu poli comutabili.

1900 — H. W. Hobart utilizează efectul pelicular la construcţia rotoarelor în colivie.
1916 — Se construiesc motoarele de inducţie cu efect pelicular.
1929 — Se construiesc motoarele cu indus cu bare duble

MAŞINI DE CURENT ALTERNATIV CU COLECTOR

— Faptul că un motor serie de curent continuu poate funcţiona în curent alternativ e cunoscut de la mijlocul celui de-al optulea deceniu al secolului trecut.
1883 — Elihn Thomson stabileşte principiul motorului cu repulsie.
1889 — Francezul Leblanc inventează modificatorul de frecvenţă cu colector.
1890—1891 — Germanul Gorges inventează motorul serie trifazat.
1901 — Heyland inventează maşina de inducţie compensată alimentată în stator.
1902 — Osnos inventează maşina de inducţie compensată alimentată în rotor.
1900—1904 — Germanii F. Eichberg şi G. Winter construiesc maşina cu repulsie compensată.
1904 — Maghiarul M. Déri inventează maşina monofazată cu repulsie cu dublu sistem de perii.
1905 — Lydall Scherbius inventează şi utilizează maşina trifazată cu $6p$ şi $3p$ poli aparenţi
1910 — Schrage şi R. Richter inventează maşina trifazată în derivaţie alimentată în rotor.
— M. Schenkel construieşte maşina serie trifazată cu dublu sistem de perii.
1925 — Cehul J. Kozsek inventează modificatorul de frecvenţă compensat.

CONVERTIZOARE

1853 — W. Siemens construieşte un convertizor continuu-continuu.
1874 — Z. Th. Gramme realizează o comutare cu indus în inel şi două înfăşurări.
1887 — Coerper face maşina comutatoare cu o singură înfăşurare în indus.
1891 — W. Lahmeyer construieşte convertizoare curent continuu-curent continuu şi curent trifazat-continuu.

TRANSFORMATOARE

1831 — M. Faraday utilizează în lucrările sale un dispozitiv cu miez feromagnetic şi două înfăşurări, care se deosebeşte puţin de un transformator.
1851 — Germanul H. D. Rühmkorff îmbunătăţeşte inductorul cu scîntei ale cărui elemente constructive servesc mai tîrziu ca elemente de bază în construcţia transformatoarelor.
1856 — Englezul S. A. Varley construieşte un transformator cu miez feromagnetic închis, despicat, primul transformator în manta, şi inventează înfăşurarea în galeţi.
1877 — Rusul Iablochkoff conectează în serie înfăşurările primare ale unor bobine de inducţie, iar de la înfăşurarea secundară a fiecărei bobine alimentează „lumînările" sale.
1882 — Gaulard şi Gibss alimentează printr-un transformator grupe de becuri conectate în paralel şi extind iluminatul electric în mai multe domenii.
1885 — Maghiarii Blathy, Déri şi Zipernowsky patentează sistemul de conectare în paralel.
1887 — Germanul G. Kapp întocmeşte lucrări fundamentale pentru teoria transformatorului electric. El introduce denumirile de transformator în coloană şi transformator în manta.

1890 — M. Dolivo-Dobrowolsky inventează transformatorul trifazat cu cuplaj magnetic între cele trei coloane.

1891 — M. Dolivo-Dobrowolsky construiește transformatorul trifazat cu trei coloane plasate într-un plan, formă utilizata și azi.

1904 — Se construiesc transformatoare cu miez din tole aliate.

1922/23 — Se construiește transformatorul cu cinci coloane.

1934 — Americanul N. Grosz face încercări de a utiliza tole laminate la rece cu cristale orientate.

1935 — Se construiesc înfășurări antirezonante.

1936/37 — Se execută transformatoare cu un curent de magnetizare sinusoidal.

. . . .

Deși prima aplicație pe scară mai largă a electricității pe teritoriul țării noastre a fost telegraful electric (în Moldova, la 2 februarie 1853, s-a inaugurat o linie telegrafică ce făcea legătura de la Iași spre Bucovina și mai departe cu Viena, în 1854, s-a realizat legătura Iași — Predeal și apoi Iași — București) și la noi, ca și în alte țări, dezvoltarea electroenergeticii, construcția de centrale și de linii de transport și distribuția de energie electrică și-a avut în perioada de început principalul stimulent în introducerea și extinderea iluminatului electric. Prima „uzină" electrică a fost construită în 1882 la București, de o firmă străină. Puterea electrică transmisă printr-o linie aeriană alimenta o instalație electrică cu ajutorul căreia erau iluminate palatul regal din Cotroceni, Teatrul Național și din 1883, grădina Cișmigiu. La 1 noiembrie 1884 Timișoara devine primul oraș din Europa continentală cu un număr mare de străzi iluminate electric, iar în 1888 se folosește, pentru iluminatul caselor particulare, sistemul de distribuție în derivație prin transformatoare Gaulard. Un alt stimulent l-a constituit tracțiunea electrică; prima linie de tramvai a fost dată în exploatare la București în decembrie 1894, linie Obor—Cotroceni. În 1897 s-a introdus experimental motorul electric cu instalații de foraj și de extracție în exploatările petroliere din Valea Prahovei, energia era furnizată de o centrală hidroelectrică de circa 220 kW, instalată la Cîmpina, pe rîul Prahova (după datele cunoscute, aceasta a fost o premieră mondială). Se dezvoltă și alte aplicații ale electricității cum ar fi telefonul; în 1884 are loc prima convorbire telefonică din țara noastră, iar în 1889 se instalează în București prima centrală telefonică avînd cinci numere. Înainte de primul război mondial, pe teritoriul țării noastre n-a existat nici o întreprindere de industrie electrotehnică, toate produsele de acest fel se importau. După război s-a construit o fabrică de mașini electrice la uzinele Reșița și fabricile Societății „Energia" la Cluj și Timișoara. Mai existau și alte întreprinderi cu o producție restrînsă și de un nivel tehnic scăzut. Inițial, activitatea acestor fabrici aveau ca obiect reparații și rebobinări de motoare și transformatoare, apoi s-a trecut la fabricarea de mașini și transformatoare electrice de puteri mici.

Pînă în 1944 țara noastră era tributară străinătății în ceea ce privește construcția mașinilor electrice. În țară predominau atelierele de montaj ale diferitelor firme străine. Numai uzinele din Reșița își construiau mașinile electrice pentru uzul propriu. După eliberare s-au pus bazele unei puternice industrii electrotehnice, astfel încît în prezent se construiesc mașini electrice de toate tipurile uzuale, de la micromașini pînă la mașini cu puteri de ordinul zecilor de mii de kilowați. În prezent se construiesc turbogeneratoare de 300 MVA și se trece la puteri de 600 MVA.

Industria țării noastre este astfel înzestrată, încît în viitor se vor putea construi toate mașinile electrice de care avem nevoie.

Dezvoltarea rapidă a industriei constructoare de mașini electrice din țara noastră are la bază, pe lîngă construirea fabricilor, formarea cadrelor de specialiști de înaltă calificare.

O serie de savanți romani au adus contribuții originale valoroase în domeniul electrotehnicii între care se remarcă: prof. dr. D. Hurmuzescu, acad. prof. dr. N. Vasilescu-Korpen, prof. C. Budeanu, acad. prof. I. S. Gheorghiu, dr. C. A. Parteni, precum și acad. dr. prof. C. Micloși, prof. dr. ing. P. Andronescu, acad. prof. R. Răduleț, și de asemenea numeroși specialiști formați la școala acestor personalități

LISTA SELECTIVĂ A STANDARDELOR DE STAT RELATIVE LA MAŞINILE ELECTRICE

STAS 4861/1-73 Maşini electrice rotative. Terminologie generală.
STAS 4861/2-73 Maşini electrice rotative. Subansamble şi piese componente. Terminologie.
STAS 4861/3-75 Maşini electrice rotative. Mărimi caracteristice. Terminologie.
STAS 4861/4-74 Maşini electrice rotative. Funcţionare, caracteristici, încercări. Terminologie
STAS 10381/1-76 Transformatoare. Terminologie generală.
STAS 10381/2-76 Transformatoare. Subansamble şi părţi componente. Terminologie.
STAS 10381/3-76 Transformatoare. Mărimi caracteristice. Terminologie.
STAS 10381/4-76 Transformatoare. Funcţionare, caracteristici, încercări. Terminologie.
STAS 3998/1,2-74 Maşini electrice rotative. Simbolizarea formelor constructive şi a modurilor de montaj. (Codul I, II).
STAS 10536-76 Maşini electrice rotative. Simbolizarea modurilor de răcire.
STAS 1893-78 Maşini electrice rotative. Condiţii tehnice generale de calitate.
STAS 625-71 Maşini electrice rotative. Grade normale de protecţie.
STAS 8681-70 Maşini electrice rotative. Nivele admisibile de vibraţii.
STAS 8274-70 Maşini electrice rotative. Nivele admisibile de zgomot.
STAS 2755/1,2-74 Maşini electrice rotative. Dimensiuni de montaj. Prescripţii generale Carcase între 56—630 mm şi flanşe între F 56 — F 1450.
STAS 3432/1,2-74 Maşini electrice rotative. Capete de arbore cilindrice şi conice. Forme şi dimensiuni.
STAS 9904/1,...,10—74 (76) Maşini electrice rotative. Metode de încercare.
STAS 8457/2-76 Plăci de borne cu 6 borne pentru maşini electrice de joasă tensiune. Dimensiuni.
STAS 6877-73 Echipamente electrice pentru atmosferă explozivă.
STAS 6247-60 Materiale electroizolante pentru maşini şi aparate electrice. Clasificare în funcţie de stabilitatea termică.
STAS 881-71 Motoare asincrone trifazate de la 0,06 la 132 kW. Puteri, tensiuni şi turaţii nominale.
STAS 1764-70 Motoare asincrone trifazate de uz general de la 0,06 la 132 kW. Caracteristici electrice fundamentale.
STAS 9544/1,2-74 Motoare asincrone închise de uz general. Corelarea puterilor cu dimensiunile de montaj.
STAS 7246/1,...10—74 Motoare asincrone trifazate. Metode de încercare.
STAS 10308-75 Motoare asincrone monofazate. Condiţii tehnice.
STAS 6991-75 Motoare sincrone trifazate de la 100 la 1 000 kW. Puteri, tensiuni şi turaţii nominale.
STAS 8211-77 Maşini sincrone trifazate. Metode de încercare.
STAS 10784/1,2-77 Turbogeneratoare. Condiţii generale de calitate. Metode de încercare.
STAS 9385-73 Hidrogeneratoare sincrone. Reguli şi metode de verificare a calităţii.
STAS 7814-72 Maşini electrice de c.c. Metode de încercare.
STAS 8786-71 Perii, portperii, colectoare şi inele colectoare. Termeni principali.
STAS 4199-76 Perii. Dimensiuni.
STAS 1703-67 Transformatoare de putere în ulei. Condiţii generale.
STAS 3532-73 Transformatoare mici. Condiţii tehnice generale de calitate.
STAS 440/1,...4-76 Transformatoare trifazate de putere în ulei cu înfăşurări din cupru de la 63 kVA la 63 MVA, cu tensiuni de 10—20 kV. Dimensiuni şi caracteristici electrice.
STAS 3035-65 Transformatoare de putere. Metode de încercare.

STAS 2689-71 Transformatoare pentru sudare cu arc. Condiții generale.
STAS 5680-71 Transformatoare electrice. Grade normale de protecție.
STAS 7615-73 Transformatoare mici de siguranță. Condiții tehnice generale de calitate.
STAS 6391 69 Treceri izolante pentru tensiuni alternative peste 1000 V Condiții generale.
STAS 11144 78 Conductoare de bobinaj dreptunghiulare. Dimensiunile conductoarelor din cupru.
STAS 11143-78 Grade de izolație
STAS 10575-76 Conductoare de bobinaj dreptunghiulare cu izolație din fire de sticlă impregnate.
STAS 10570-76 Conductoare de bobinaj. Clasificare și simbolizare.
STAS 3033-71 Sîrmă rotundă din aluminiu pentru copuri electrotehnice.
STAS 6499/1-74 Sîrme și bare dreptunghiulare din aluminiu pentru scopuri electrotehnice.
STAS 541-76 Conductoare de bobinaj izolate cu fibre textile

CLASIFICAREA STANDARDELOR DE STAT RELATIVE LA MAȘINI ȘI MATERIALE ELECTROTEHNICE

F-33 Izolatoare
F 34 Materiale izolante
F 35 Tuburi izolante și de protecție
F-36 Materiale magnetice
F 37 Cărbuni pentru perii și electrozi
F 41 Mașini electrice rotative
F-42 Transformatoare și redresoare
F-45 Aparataj electric de joasă tensiune
F-46 Aparataj electric de înaltă tensiune

MATERIALE ELECTROIZOLANTE FABRICATE ÎN ŢARĂ UTILIZATE ÎN CONSTRUCŢIA MAŞINILOR ELECTRICE

Nr. crt.	Denumirea materialului	Simbol	θ_{ad} [°C] (cl. iz)	Forma de livrare (dimensiuni)	Domeniul de utilizare	NID sau STAS	Observaţii
0	1	2	3	4	5	6	7
1	Conductoare de bobinaj emailate (simbolizare STAS 10570-76)	EN	105°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	NID 2587-75	Email pe bază de răşini poliamidice
		EM	105°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	STAS 11143-78 STAS 11144-78	Lacuri polivinilacetal propr. mecanice bune
		EMF	105°C	rotund ∅ 0,03—0,7 mm	Bobine moi	NID 2757-76	Rezistent la freon
		ES	105°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	STAS 10570-76	Lacuri poliuretanice — autosudabil
		ET	155°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	STAS 10570-76	Locuri poliestereftalice stabilitate termică ridicată
		ETs	155°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	STAS 10570-76	Lacuri poliesterimidice stabilitate termică şi şoc termic îmbunătăţit
		ET-180	180°C	rotund ∅ 0,06—3 mm	Bobine moi	NID 3724-73	Lacuri poliesterimidice
		PET	155°C	dreptunghiular 2—48 mm² lăţimi 2—13,2 mm grosimi 0,80—5,5 mm lat/gros 1,4:1—8:1	Bobine tari spire semispire	NID 3397-73	Lacuri poliesterice sau poliesterimidice
2	Conductoare de bobinaj izolate cu fire de sticlă (simbolizare STAS 10570-76)	2S	155°C	rotund ∅ 0,9—6 mm	Bobine moi	NID 1046-66	2 înfăşurări din fire de sticlă lăcuite
		E2S	155°C	rotund ∅ 0,9—3 mm	Bobine moi	NID 1046-66	Conductoare ET, izolate cu 2 înfăşurări din fire de sticlă impregnate

0	1	2	3	4	5	6	7
		2Ssi	180°C	rotund ∅ 0,9—6 mm	Bobine moi	NID 1232-66	Două înfășurări din fire de sticlă impregnate cu lacuri siliconice
		P2S 888	155°C	dreptunghiular 2—80 mm²	Bobine tari, spire, semispire, bare	NID 2004-66	Două înfășurări din sticlă, lăcuite
		PE2S	155°C	dreptunghiular 2—60 mm²	Bobine tari, spire, semispire	NID 2004-66	Conductoare dreptunghiulare tip PET, izolate cu 2 înfășurări din sticlă impregnate
		P2Ssi	180°C	dreptunghiular 2—80 mm²	Bobine tari, spire, semispire	NID 2005-66	Conductor dreptunghiular izolat cu 2 înfășurări din sticlă impregnate cu lacuri siliconice
		P2ST	155°C	dreptunghiular 2—30 mm²	Bobine tari, spire, semispire	NID 2714-70	Două înfășurări din fire de sticlă în amestec cu fire pliesterice, impregnate
3	Țesătură din fire poliesterice lăcuite	TTP	120°C	suluri și benzi grosimi 0,10; 0,15;0,20 mm	Izolare bobine, capete de bobine	NID 2274-67	—
4	Țesătură din sticlă lăcuită	SLO	130°C	grosime 0,1;0,15; 0,20;0,25 mm	Izolare bobinaje, capete de bobine, barele motoarelor de inducție	NID 1544-64	Se livrează în suluri sau benzi (pentru izolare bobine) sau sub formă de tuburi flexibile lăcuite cu diametre de 1—12 mm pentru izolarea conductoarelor de conexiune
		SRSi	180°C	0,12;0,15;0,20 mm		NID 1324-63	
		SCSi	180°C	0,10;0,15;0,20 mm grosime		NID 1324-63	
		463	155°C	0,10;0,15;0,20 mm		NID 3299-74	
5	Folii de izolație combinate pe bază de preșpan și folie poliesterică (tip STRATIFOL)	500 (PHP)	120°C	0,25 mm grosimi	Izolații de crestătură; izolații între straturi, între faze, la capete de bobină	NID 3417-73	Preșpan-folie poliesterică
		501		0,20 mm			Preșpan-folie poliesterică preșpan
		502 (PH)		0,15 mm			Preșpan-folie poliesterică
		503		0,22 mm			Preșpan-folie poliesterică preșpan
		507		0,25 mm			Preșpan-folie poliesterică
		508		0,19 mm			Preșpan folie poliesterică

0	1	2	3	4	5	6	7
6	Folii de izolație combinate pe bază de azbest și folie poliesterică (tip STRATIFOL)	54363	155°C	0,20 mm grosimi	Izolații de crestătură, între straturi, între faze la capete de bobină, sub pană etc.		Folie poliesterică-hîrtie azbest-folie poliesterică
		54636		0,28 mm			Hîrtie azbest-folie poliesterică-hîrtie azbest
		54630		0,17 mm			Hîrtie azbest-folie poliesterică
7	Plăci dure din țesături de bumbac impregnate (STRATITEX)	ST1 ST2	120°C	plăci diferite grosimi	Pene; Izolație sub formă de pană; Izolație la fundul crestăturii	STAS 8579-70	—
8	Plăci dure din țesături de sticlă impregnate (STICLOSTRATITEX)	S670 S671	130°C	plăci, diferite grosimi	Pene de crestătură; izolație sub pană; izolație la fundul crestăturii; izolații între straturi	STAS 10288-75	—
		S672 S673 S673/1	155°C				
		S674	180°C				
9	Folii pe bază de foiță de mică	Micafoliu	130°C	Folie ≠ 0,2 mm	Izolație crestătură, izolații mănunchiuri de spire la mașini cu crestături deschise	NID 1430-64	Liant șelac pe suport de hîrtie
		Sticlomicafoliu Si	180°C	Folie ≠ 0,15 mm		NID 1157-62	Suport din țesătură de sticlă și liant siliconic
10	Micanite flexibile	735 (HiMG) 737 (H2MG) 737 (HTMG) 738 (T1MG) 739 (T2MG) 740 (PMHG) 744 (HMH) 741(PMHSi)	130°C	Folie grosimi 0,15—0,50 mm	Izolații de crestătură; între straturi; sub pană; la fundul crestăturii	NID 2878-71	H — hîrtie japoneză TMN — țesătură de mătase S — țesătură de sticlă G — liant gliptalic Si — liant siliconic P — micapînză
		745(MG) 746(S1MG) 747 (S2MG)	155°C	Folie grosimi 0,2—0,6 mm			

0	1	2	3	4	5	6	7
		748 (MSI) 749 (S1MSi) 750 (S2MSi)	180°C	Folie grosimi 0,15—0,5 mm			
11	Micabenzi	H2MN T2MN TMG HTMG	130°C	Role cu lățimi 15—45 mm; grosimi 0,10 și 0,13 mm	Izolarea mănunchiurilor de bobină și a barelor	NID 2481-71	Simbolizarea literară aceeași ca la micanite flexibile
		SLMG S2MG	155°C				
		S1Si S2MSi	180°C				
12	Lacuri de impregnare	C51 (1154)	120°C	—	Impregnare bobinaje	NID 45-68	Uscare rapidă, 2 ore la 110°C
		C51M (ALM1)	130°C	—		NID 1007-68	Uscare 10 ore, la 120°C
		C81	155°C	—		NID 3008-71	Uscare 10—15 ore la 130—140°C, lac poliestereftalic
		C71	155°C			NID 3008-71	Lac poliuretanic
		C82	155°C			NID 3008-71	Lac poliesterimidic

TRANSFORMATOARE TRIFAZATE ÎN ULEI, DE PUTERI 100–1 600 kVA, TENSIUNI PÎNĂ LA 20 kV, PRODUSE DE INTREPRINDEREA ELECTROPUTERE – CRAIOVA

TIPUL	S_n	I.T. [kV]	J.T. [kV]	Reglaj [%]	Grupa conex.	Pierderi nominale P_0 kW	Pierderi nominale P_k [kW]	U_k [%]	I_0 [%]	Masa totală [kg]
100/10	100	6 10	0,4 0,4	±5	Yzn 5	0,35	2,3	4	3	740
100/20		20	0,4			0,365				900
160/10	160	6 10	0,4 0,4	±5	Yzn 5	0,5	3,1	4	2,9	950
160/20		20	0,4			0,525				1 100
250/10	250	6 6 10 10(5)	0,4 0,525 0,4 0,4	±5	Dyn 5 Yyn 0 Dan 5	0,66	4,4	6	2,9	1 300
250/20		20 20(15) 20(15)	0,525 0,4		Yyn 0 Dyn 0 Yyn 0	0,68				1 380
400/10	400	6 6 10 10(5)	0,4 0,525 0,4 0,4	±5	Dyn 5 Yyn 0 Dyn 5 Dyn 5	0,94	6	6	2,8	1 650
400/20		20 20(15) 20(15)	0,525 0,4 0,525		Yyn 0 Dyn 5 Yyn 0	0,98				1 800
630/10	630	6 6 10 10(5)	0,4 0,525 0,4 0,4	±5	Dyn 5 Yyn 0 Dyb 5	1,2	8,2	6	2,4	2 300
630/20		15 20 20(15)	0,525 0,525 0,4		Yyn 0 Dyn 5	1,25				2 450
1 000/10	1 000	6 6 10 10/5	0,4 0,525 0,4 0,4	±5	Dyn 5 Yyn 0 Dyn 5	1,85	12	6	2	2 950
1 000/20		15 20 20(15) 20 20(15)	0,525 0,525 0,4 6,3 6,3		Yyn 0 Dyn 5 Yyn 0	1,95				3 150
1 600/10	1 600	6 6 10 10(5)	0,4 0,525 0,4 0,4	±5	Dyn 5 Yyn 0 Dyn 5	2,6	18	6	1,7	4 500
1 600/20		15 20 20(15) 20 20(15)	0,525 0,525 0,4 6,3 6,3		Yyn 0 Dyn 5 Yyn 0	2,7				4 750

MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT, DE JOASĂ TENSIUNE, ÎNCHISE (IP-44), PENTRU UZ GENERAL, PRODUSE ÎN R.S. ROMÂNIA

GABARIT	TIP	P_n [kW]	n [rot/min]	U_n [V]	η_n [%]	$\cos \varphi_n$	m_m	m_p	i_p	Masa totală M [kg]	Cl. iz.	Uzina constructoare
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
71	71 ×0,37×3000	0,37	2 700	220/380	66	0,79	2,2	1,9	5,5	6,3		
71	71 ×0,55×3000	0,55	2 700	220/380	71	0,81	2,2	1,9	5,5	7,0		
80	80 ×0,75×3000	0,75	2 750	220/380	73	0,82	2,2	1,9	6,0	10,9		
80	80 ×1,1 ×3000	1,1	2 750	220/380	74	0,84	2,2	2,0	6,0	12,3		
90S	90S ×1,5 ×3000	1,5	2 820	220/380	77	0,89	2,2	2,0	6,5	16,6		
90L	90L ×2,2 ×3000	2,2	2 850	220/380	79	0,855	2,2	2,0	6,5	19,5		
100L	100L ×3 ×3000	3,0	2 850	220/380	80	0,86	2,4	2,2	6,5	25,0		
112M	112M ×4 ×3000	4,0	2 880	220/380	82	0,965	2,4	2,2	7,0	31,0	B	IEMT (IMEP și Electroprecizia în gabaritul 56-132,80-132)
132S	132S ×5,5 ×3000	5,5	2 890	220/380	83	0,865	2,2	2,0	7,0	52,0		
132S	132S ×7,5 ×3000	7,9	2 890	220/380	85	0,87	2,2	2,0	7,0	60		
160M	160M ×11 ×3000	11,0	2 930	220/380	86	0,87	2,2	1,8	7,0	100		
160M	160M ×15 ×3000	15,0	2 910	220/380	88	0,87	2,2	1,8	7,0	114		
160L	160L ×18,5×3000	18,5	2 930	220/380	87,5	0,88	2,2	1,8	7,0	126		
180M	180M ×22 ×3000	22,0	2 920	220/380	88	0,885	2,2	1,8	7,0	156		
200L	200L ×30 ×3000	30,0	2 920	220/380	89	0,89	2,2	1,8	7,0	206		
200L	200L ×37 ×3000	37,0	2 920	220/380	89,5	0,89	2,2	1,8	7,0	230		
225M	225M ×45 ×3000	45	2 950	220/380	90	0,89	2,2	1,8	7,0	275		
250M	ASI 250M-2	55	2 930	220/380	90,5	0,90	2,5	2,3	6,8	420	B	I.M.E.B.
280S	ASI 280S-2	75	2 950	220/380	90,5	0,90	2,4	2,2	6,8	550		
315S	MIB-2-315S 65-2	110	2 971	380/660	92,2	0,92	3,1	2,0	7,5	650		
315S	MIB-2-315S 65-2	132	2 972	380/660	93,0	0,92	3,1	2,0	7,5	750	F	I.E.P.C.
315S	MIB-2-315M 70-2	160	2 972	380/660	93,7	0,925	2,9	2,0	7,2	920		
315M	MIB-2-315M 70-2	200	2 970	380/660	94,3	0,935	2,5	1,8	7,0	1100		
71	71 ×0,25×1500	0,25	1 350	220/380	62	0,72	2,0	1,6	4,5	6,3		I.E.M.T
71	71 ×0,37×1500	0,37	1 350	220/380	65	0,74	2,0	1,6	4,5	7,5		
80	80 ×0,55×1500	0,55	1 350	220/380	70	0,75	2,0	1,8	5,5	11,5		
80	90 ×0,75×1500	0,75	1 350	220/380	72	0,76	2,2	1,8	5,5	12,6		

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
90S	90S × 1,1 × 1500	1,1	1 390	220/380	73	0,78	2,2	2,0	6,0	16,1		
90L	90L × 1,5 × 1500	1,5	1 390	220/380	76	0,79	2,2	2,0	6,0	19,9		
100L	100L × 2,2 × 1500	2,2	1 425	220/380	79	0,80	2,4	2,2	6,5	25,0		
100L	100L × 3 × 1500	3,0	1 425	220/380	80,5	0,81	2,4	2,2	6,5	29		
112M	112M × 4 × 1500	4,0	1 425	220/380	82	0,82	2,2	6,5	6,5	35		
132S	132S × 5,5 × 1500	5,5	1 440	220/380	84	0,83	2,2	2,0	6,5	54		
132M	132M × 7,5 × 1500	7,5	1 435	220/380	85,5	0,84	2,2	2,0	6,5	64		
160M	160M × 11 × 1500	11	1 440	220/380	87	0,84	2,2	2,0	6,5	103		
160L	160L × 15 × 1500	15	1 440	220/380	88	0,845	2,2	2,0	7,0	140		
180M	180M × 18,5 × 1500	18,5	1 460	220/380	89	0,85	2,2	1,8	7,0	137	B	I.E.M.T.
180L	180L × 22 × 1500	22	1 460	220/380	89,5	0,85	2,2	1,8	7,0	156		
200L	200L × 30 × 1500	30	1 460	220/380	90	0,855	2,2	1,8	7,0	216		
225S	225S × 37 × 1500	37	1 460	220/380	90	0,855	2,2	1,7	7,0	250		
225M	225M × 45 × 1500	45	1 460	220/380	91	0,86	2,2	1,7	7,0	280		
250M	ASI 250M-4	55	1 465	220/380	92	0,86	2,8	2,6	6,8	420		
280S	ASI 280M-4	75	1 470	220/380	92	0,88	2,7	2,5	7,0	590	B	I.M.E.B.
280M	ASI 280M-4	90	1 470	220/380	93	0,88	2,7	2,5	7,0	660		
315S	MIB 2 315S	110	1 485	380/660	93	0,89	2,5	2,8	7,5	970		
315S	MIB 2 315S	132	1 485	380/660	83,5	0,89	2,5	2,8	7,5	1 020		
315M	MIB 2 315M	160	1 481	380/660	94	0,89	2,5	2,7	7,0	1 180	F	I.E.P.C.
315M	MIB 2 315M	200	1 481	380/660	94,5	0,89	2,5	2,7	7,0	1 300		
355L	MIB 2 355L	250	1 485	380/660	94,5	0,88	2,3	2,6	7,0	1 650		
355L	MIB 2 355L	315	1 485	380/660	95	0,87	2,3	2,7	7,0	1 750		
80	80 × 0,37 × 1000	0,37	890	220/380	66	0,67	2,0	1,6	4,0	11,2		
80	80 × 0,55 × 1000	0,55	900	220/380	69	0,685	2,0	1,7	4,5	12,7		
90S	90S × 0,75 × 1000	0,75	940	„	71	0,7	2	1,8	4,5	17		
90L	90L × 1,1 × 1000	1,1	940	„	73	0,71	2,2	2	4,5	19,7		
100L	100L × 1,5 × 1000	1,5	940	„	75	0,72	2,2	2	5,5	24		
112L	112L × 2,2 × 1000	2,2	945	„	77	0,74	2,2	2	5,5	32		
132S	132S × 3 × 1000	3	955	„	79	0,75	2	1,8	6	53		
132M	132M × 4 × 1000	4	960	„	81	0,76	2	1,8	6	64	B	I.E.M.T.
132M	132M × 5,5 × 1000	5,5	960	„	83	0,77	2	1,8	6	74		
160M	160M × 7,5 × 1000	7,5	960	„	84	0,78	2	1,8	6	110		
160L	160L × 11 × 1000	11	960	„	85	0,795	2	1,6	6	115		
180L	180L × 15 × 1000	15	960	„	86	0,81	2	1,6	6	144		

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
200L	200L × 18,5 × 1000	18,5	970	„	87	0,82	2	1,6	6,5	169		
200L	200L × 22 × 1000	22	970	„	88	0,83	2	1,6	6,5	186		
225M	225M × 30 × 1000	30	970	„	89	0,84	2	1,6	7	240		
250M	ASI 250M-6	37	975	220/380	91	0,85	2,8	2,6	6,8	430		
280S	ASI 280S-6	45	980	220/380	92	0,86	2,6	2,4	6,5	500		
280M	ASI 280M-6	55	980	220/380	92	0,86	2,6	2,4	6,5	580	B	I.M.E.B.
315S	ASI 315S-6	75	980	220/380	93	0,87	2,4	2,2	6,8	690		
315S	MIB 2 315S	90	987	380/660	93,7	0,87	2,5	2	6,5	970		
315S	MIB 2 315S	110	987	„	94	0,88	2,5	2	6,5	1 020		
315M	MIB 2 315M	132	988	„	94,5	0,88	2,9	2,4	6,5	1 180	F	I.E.P.C.
355L	MIB 2 355L	200	989	„	95	0,85	1,9	2,5	6,5	1 650		
355L	MIB 2 355L	250	989	„	95	0,85	1,9	2,5	6,5	1 750		
100L	100L × 0,75 × 750	0,75	705	220/380	66	0,63	2	1,7	4	23		
100L	100L × 1,1 × 750	1,1	705	220/380	69	0,65	2	1,7	4,5	26,5		
112M	112M × 1,5 × 750	1,5	705	„	72	0,67	2	1,7	4,5	30		
132S	132S × 2,2 × 750	2,2	710	„	75	0,69	2	1,7	4,5	52	B	I.E.M.T.
160M	160M × 4 × 750	4	720	„	80	0,72	2	1,7	5	89		
160L	160L × 5,5 × 750	5,5	708	„	81,5	0,735	2	1,7	5,5	97		
160L	160L × 7,5 × 750	7,5	708	„	83	0,75	2	1,6	5,5	121		
180L	180L × 11 × 750	11	720	„	84,5	0,76	2	1,6	5,5	146		
200L	200L × 15 × 750	15	720	„	86	0,77	2	1,6	5,5	184		
225S	225S × 18,5 × 750	18,5	720	„	87	0,78	2	1,6	6	220		
225M	225M × 22 × 750	22	720	„	88	0,79	2	1,6	6	240		
250M	ASI 250M-8	30	730	220/380	91	0,80	2,4	2,2	6	430		
280S	ASI 280 S-8	37	730	„	91	0,81	2,4	2,2	6,2	570		
280M	ASI 280M-8	45	730	220/380	92	0,82	2,5	2,3	6,2	625	B	I.M.E.B.
315S	ASI 315 S-8	55	730	„	92,5	0,83	2,5	2,3	6,2	690		
315S	MIB2 315 S-8	75	741	380/660	93	0,82	2,4	2	5,5	1 050		
315S	MIB2 315 S-8	90	740	„	93	0,81	2,2	2	5,5	1 100		
315M	MIB2 315M-8	110	739	„	93,3	0,81	2,5	2,2	5,5	1 250	F	I.E.P.C.
315M	MIB2 315M-8	132	739	„	93,5	0,81	2,5	2,2	5,5	1 375		
355L	MIB2 355L-8	160	741	„	94	0,79	1,7	2,4	5,4	1 650		
355L	MIB2 355L-8	200	741	„	94,5	0,79	1,7	2,4	5,4	1 750		

MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE, CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT, DE JOASA TENSIUNE, ÎNCHISE (IP-44), PENTRU UZ GENERAL, PRODUSE DE SIEMENS (R.F.G.)

GABARIT	TIP	P_n [kW]	n [rot/min]	U_n [V]	η_n [%]	$\cos \varphi_n$	m_M	m_p	i_p	Masa totală [kg]	Cl. iz.
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
56	1LA3 050-2AA	0,09	2 700	220/380	60	0,76	—	2,3	3,6	2,5	
56	1LA3 053-2AA	0,12	2 720	220/380	64	0,78	—	2,3	4	2,8	
63	1LAC 063-2AA	0,18	2 740	220/380	64	0,81	—	2,3	4	3,5	
[illegible]	1LA3 063-2AA	0,25	2 765	220/380	66	0,81	—	2,3	4,3	4,1	
71	1LA3 070-2AA	0,37	2 765	220/380	66	0,79	—	2,3	4,3	5	
71	1LA3 073-2AA	0,55	2 800	220/380	71	0,71	—	2,3	4,9	6,6	
80	1LA3 080-2AA	0,75	2 850	220/380	74	0,84	—	2,4	6	8,2	
80	1LA3 083-2AA	1,1	2 850	220/380	77	0,85	—	2,4	6,1	9,9	
90S	1LA3 090-2AA	1,5	2 855	220/380	78	0,85	2,4	2,3	6,2	12,6	
90L	1LA3 096-2AA	2,2	2 860	220/380	82	0,85	2,9	2,8	6,8	15,7	
100L	1LA3 106-2AA	3	2 895	220/380	83	0,86	2,6	2,4	7,2	29	
112M	1LA3 113-2AA	4	2 895	220/380	85	0,88	2,5	2,4	7,6	38	
132S	1LA3 130-2AA	5,5	2 925	220/380	85	0,88	2,8	2,4	7,6	54	
132S	1LA3 131-2AA	7,5	2 930	220/380	87	0,88	3	2,5	7,7	61	
160M	1LA3 163-2AA	11	2 940	220/380	87	0,86	2,8	2,5	7,3	89	
160M	1LA3 164-2AA	15	2 940	220/380	88	0,86	2,7	2,5	7,7	100	
160L	1LA3 166-2AA	18,5	2 940	220/370	89	0,88	3	2,7	8,6	119	
180M	1LA4 183-2AC	22	2 935	380/660	90	0,88	2,6	1,9	5,8	165	
200L	1LA4 206-2AC	30	2 950	380/660	91	0,88	2,6	1,7	6	235	
200L	1LA4 207-2AC	37	2 950	380/600	92	0,88	2,6	1,7	6	260	
225M	1LA4 223-2AC	45	2 960	380/660	92,5	0,89	2,5	1,7	6,3	320	
250M	1LA4 253-2AC	55	2 965	380/660	91	0,89	2,3	1,6	6,3	430	*B*
280S	1LA4 280-2AC	75	2 970	380/660	91,5	0,89	2,2	1,6	6,3	570	
280M	1LA4 283-2AC	90	2 970	380/660	92	0,89	2,2	1,6	6,3	620	
315S	1LA4 310-2AD	110	2 975	380/660	92,5	0,90	2,2	1,2	6,3	790	
315M	1LA4 313-2AD	132	2 975	380/660	93	0,90	2,2	1,2	6,3	870	
315M	1LA4 314-2AD	160*	2 975	380/660	93,5	0,90	2,2	1,2	6,3	1040	
355/1	1LA4 354-2AD	220*	2 980	380/660	94	0,90	2,5	1,2	6,5	1360	*F*
355/2	1LA4 356-2AD	270*	2 980	380/660	94	0,90	2,5	1,2	6,5	1590	
400/1	1LA4 404-2AD	300*	2 980	380/660	95,5	0,92	2,2	1,2	6,5	2030	
400/2	1LA4 406-2AD	375*	2 980	380/660	96	0,92	2,2	1,2	6,5	2400	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
56	1LA3 050-4AB	0,06	1 300	220/380	54	0,73	—	1,9	2,8	2,5	
56	1LA3 053-4AB	0,09	1 315	„	57	0,71	—	2	3	2,8	
63	1LA3 060-4AB	0,12	1 315	„	56	0,75	—	1,9	3	3,5	
63	1LA3 063-4AB	0,18	1 320	„	60	0,75	—	1,9	3	4,1	
71	1LA3 070-4AB	0,25	1 345	„	64	0,76	—	1,9	3,4	4,8	
71	1LA3 073-4AB	0,37	1 375	„	66	0,76	—	2	3,7	6	
80	1LA3 080-4AA	0,55	1 400	„	71	0,80	—	2,3	4,7	8	
80	1LA3 083-4AA	0,75	1 400	„	74	0,79	2,5	2,3	9,4	—	
90S	1LA3 090-4AA	1,1	1 410	„	74	0,79	2,4	2,3	5	12	
90L	1LA3 096-4AA	1,5	1 415	„	76	0,79	2,6	2,4	5,4	15,6	
100L	1LA3 106-4AA	2,2	1 420	„	78	0,79	2,7	2,4	5,6	29	
100L	1LA3 107-4AA	3	1 420	„	80	0,80	3	2,8	6,4	31	
112M	1LA3 113-4AA	4	1 435	„	84	0,82	3	2,8	7	42	
132S	1LA3 130-4AA	5,5	1 450	220/350	84	0,85	2,8	2,2	7	50	
132M	1LA3 133-4AA	7,5	1 450	„	86	0,85	3,3	2,4	7,9	66	
160M	1LA3 163-4AA	11	1 460	„	88	0,86	3	2,4	8	92	
160L	1LA4 166-4AA	15	1 460	„	89	0,88	2,9	2,2	8	110	*B*
180M	1LA4 183-4AA	18,5	1 460	380/660	89,5	0,84	2,3	2,6	6	170	
189L	1LA4 186-4AA	22	1 460	„	90,5	0,85	2,3	2,6	6	190	
180L	1LA4 186-4AA	22	1 460	„	90,5	0,85	2,3	2,6	6	190	
200L	1LA4 207-4AA	30	1 470	„	91,5	0,86	2,2	2,6	6	250	
225S	1LA4 220-4AA	37	1 470	„	92	0,87	2,2	2,6	6	300	
225M	1LA4 223-4AA	45	1 470	„	92,5	0,87	2,2	2,6	6	325	
250M	1LA4 253-4AA	55	1 475	„	93	0,87	2,4	2,4	6	455	
280S	1LA4 280-4AA	75	1 480	„	94	0,86	2,4	2,4	6,3	610	
280M	1LA4 283-4AA	90	1 480	„	94	0,86	2,4	2,4	6,3	680	
315S	1LA4 310-4AA	110	1 485	„	94,5	0,86	2,4	2,4	6,5	840	
315M	1LA4 313-4AA	132	1 485	„	95	0,87	2,4	2,4	6,5	950	
315M	1LA4 314-4AA	160	1 485	„	95,5	0,87	2,4	2,4	6,5	1060	
355/1	1LA4 354-4AB	200	1 485	380/660	95	0.89	2,4	2,4	6,8	1410	
355/2	1LA4 356-4AB	250	1 485	„	95,5	0,89	2,2	2,4	6,8	1630	
400/1	1LA4 404-4AB	315	1 490	„	95,5	0,89	2,4	2,2	7	2020	*B*
400/2	1LA4 406-4AB	400	1 490	„	96	0,89	2,2	2,2	7	2380	
71	1LA3 073-6AA	0,25	860	220/380	60	0,72	—	2,2	3	6,3	
80	1LA3 080-6AA	0,37	900	„	66	0,74	—	2,2	3,6	7,5	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
80	1LA3 083-6AA	0,55	905	„	70	0,73	—	2,3	3,8	9,4	
90S	1LA3 090-6AA	0,75	910	„	71	0,72	2	2	3,8	12,2	
90L	1LA3 096-6AA	1,1	920	220/380	74	0,72	2,2	2	4,1	15,7	
11M 2	1LA3 106-6AA	1,5	935	„	77	0,74	2,3	2	4,7	30	
1100L	1LA3 113-6AA	2,2	945	„	78	0,74	2,4	2	5,1	35	
132S	1LA3 130-6AA	3	955	„	80	0,75	2,4	2	5,5	49	
132M	1LA3 133-6AA	4	960	„	83	0,76	2,8	2,4	6,2	56	
132M	1LA3 134-6AA	5,5	960	„	84	0,76	3	2,6	6,4	64	
160M	1LA3 163-6AA	7,5	965	„	84	0,75	3	2,6	6,4	91	
160L	1LA3 166-6AA	11	965	„	88	0,78	3	2,7	7,2	119	
180L	1LA4 186-7AA	15	970	„	88,5	0,82	2,2	2,6	5,7	180	
200L	1LA4 206-6AA	18,5	975	„	90	0,83	2,2	2,6	5,7	240	
200L	1LA4 207-6AA	22	980	„	90	0,83	2,2	2,6	5,7	255	*B*
225M	1LA4 223-7AA	30	980	„	91,5	0,84	2,2	2,6	5,7	315	
250M	1LA4 253-6AA	37	980	„	91,5	0,85	2,2	2,6	5,7	435	
280S	1LA4 280-6AA	45	980	„	92,5	0,85	2,4	2,3	6	530	
280M	1LA4 283-6AA	55	980	„	93	0,85	2,4	2,3	6	600	
315S	1LA4 310-6AA	75	985	380/660	93,5	0,85	2,3	2,3	6	820	
315M	1LA4 313-6AA	90	985	„	94	0,85	2,3	2,3	6	920	
315M	1LA4 6AB	110	990	„	94,5	0,85	2,3	1,9	6,2	1160	
315M	1LA4 315-6AB	132	990	380/660	94,5	0,84	2,3	1,9	6,2	1160	
355/1	1LA4 354-6AB	160	985	„	94	0,87	2,4	2,4	6,5	1400	
355/2	1LA4 356-6AB	200	985	„	94,5	0,87	2,4	2,4	6,5	1620	*F*
400/1	1LA4 404-6AB	250	990	„	94,5	0,87	2,4	2,4	7	2010	
400/2	1LA4 406-6AB	315	990	„	95	0,87	2,4	2,4	7	2360	
90S	1LA3 090-8AB	0,37	670	220/380	62	0,75	1,7	1,6	2,8	10,2	
90L	1LA3 096-8AB	0,55	675	„	68	0,75	1,8	1,7	3	13,2	
100L	1LA3 106-8AB	0,75	680	„	70	0,75	2,1	1,9	3,5	27	
100L	1LA3 107-8AB	1,1	680	„	73	0,75	2,1	1,9	3,8	31	
112M	1LA3 113-8AB	1,5	700	„	73	0,75	2,1	1,9	4,2	35	
132S	1LA3 130-8AB	2,2	715	„	76	0,75	2,2	1,8	4,2	49	
132M	1LA3 133-8AB	3	715	„	79	0,74	2,2	1,9	4,8	59	
160M	1LA3 163-8AB	4	715	„	79	0,73	2,5	2	4,8	87	
160M	1LA3 164-8AB	5,5	715	„	83	0,73	2,8	2,1	5,4	85	
160L	1LA3 166-8AB	7,5	715	„	84	0,75	2,9	2,4	5,6	108	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
180L	1LA4 186-8AB	11	720	380/660	86,5	0,77	2,2	2,1	4,5	185	*B*
200L	1LA4 207-8AB	15	720	„	87	0,83	2,2	2,1	5	275	
225S	1LA4 220-8AB	18,5	720	„	88	0,84	2,2	2,1	5	310	
225M	1LA4 223-8AB	22	720	„	89	0,84	2,2	2,1	5	355	
250M	1LA4 253-8AB	30	725	„	90	0,84	2,1	2,1	5	470	
280S	1LA4 280-8AB	37	730	„	90,5	0,83	2,4	2,2	5,5	600	
280M	1LA4 283 8AB	45	730	„	91	0,84	2,4	2,2	5,5	660	
315S	1LA4 310-8AB	55	730	„	92	0,84	2,4	2,2	5,5	840	
315M	1LA4 313-8AB	75	730	„	92,5	0,84	2,4	2,2	5,5	980	
315M	1LA4 314-8AB	90	740	„	93,5	0,85	2,2	1,9	6	1060	
315M	1LA4 315-8AB	110	740	„	93,5	0,84	2,2	1,9	6	1060	
355/1	1LA4 354-8AC	150	740	„	93,5	0,85	2,1	1,6	5,5	1470	F
355/2	1LA4 356-8AC	180	740	„	94	0,85	2,1	1,6	5,5	1690	
400/1	1LA4 404-8AC	225	740	„	94,5	0,85	2	1,6	6	2060	
400/2	1LA4 406-8AC	280	740	„	95	0,85	2	1,6	6	2410	

ANEXA VI

MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE ÎNCHISE (IP-44) CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT (DE ÎNALTĂ TENSIUNE) PRODUSE DE I.E.P. CRAIOVA (gab. 400—500)

Gabarit	Tip	P_n kW	n_n rot/min	U_n kV	η_n %	$\cos \varphi_n$	m_M	m_p	i_p	Masa totală kg	Observații
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
400	MIB2 400V-4	160	1 485	6	90	0,86	3,8	1,8	7,8	2 150	clasă *F* Răcire prin autoventilare în circuit închis cu schimbător de căldură aer-aer
400	MIB2 400V-4	200	1 485	6	90,5	0,87	3,8	1,8	7,8	2 300	
400	MIB2 400V-4	200	1 485	6	91,5	0,85	3,3	1,6	7,5	2 300	
400	MIB2 400Y-4	250	1 485	6	91,5	0,87	3,5	1,7	7,5	2 450	
450	MIB2 450L-4	315	1 486	6	91,5	0,86	2,9	1,2	6,2	2 650	
450	MIB2 450V-4	400	1 486	6	92	0,87	3,1	1,4	6,5	2 950	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
450	MIB2 450Y-4	500	1 485	6	92,6	0,88	3,3	1,6	7	3 250	
500	MIB2 500V-4	630	1 488	6	92,6	0,90	3,3	1,1	7	3 700	
500	MIB2 500Y-4	800	1 489	6	93	0,91	3,2	1,3	7,5	4 150	
560	MIB2 560Y-4	1 000	1 489	6	94,6	0,93	3,2	1,2	7,3	5 100	
400	MIB2 400V-6	160	990	6	90,3	0,74	3,6	1,7	6,8	2 300	
400	MIB2 400Y-6	200	989	6	90,7	0,75	3,8	1,8	6,9	2 450	
450	MIB2 450L-6	250	988	6	91,6	0,80	3	1,3	5,7	2 650	
450	MIB2 450V-6	315	988	6	92,3	0,81	3,1	1,5	6,3	2 950	
450	MIB2 450V-6	400	987	6	93,2	0,82	3,2	1,5	6,5	3 200	idem
500	MIB2 500V-6	500	989	6	93,4	0,87	2,8	1,3	6,2	3 700	
500	MIB2 500Y-6	630	988	6	94,2	0,88	2,9	1,5	6,5	4 150	
560	MIB2 560L-6	800	990	6	94,7	0,88	2,8	1,1	6,2	4 900	
560	MIB2 560V-6	1 000	990	6	95	0,89	2,3	1,2	6,5	5 400	
400	MIB2 400V-8	132	739	6	90,7	0,74	3	1,4	5,8	2 500	
400	MIB2 400Y-8	160	739	6	91,2	0,75	3,2	1,5	6	2 650	
450	MIB2 450L-8	200	740	6	91,5	0,73	2,7	1,4	6,8	2 850	
450	MIB2 450V-8	250	741	6	92,1	0,74	2,8	1,5	5,9	3 150	
450	MIB2 450Y-8	315	742	6	92,5	0,75	2,9	1,5	6	3 500	idem
500	MIB2 500V-8	400	741	6	93,6	0,79	2,6	1,4	5,6	3 850	
500	MIB2 500Y-8	500	742	6	94	0,80	2,7	1,5	6,2	4 250	
560	MIB2 560L-8	630	742	6	94,5	0,83	2,6	1,2	6	5 000	
560	MIB2 560V-8	800	742	6	95	0,84	2,8	1,3	6,4	5 500	
450	MIB2 450L-10	160	590	6	91,6	0,72	2,2	1,1	4,4	3 000	
450	MIB2 450V-10	200	591	6	92,2	0,73	2,4	1,2	4,6	3 300	idem
500	MIB2 500V-10	250	592	6	92,7	0,76	2,1	1,1	4,2	3 500	
500	MIB2 500V-10	315	591	6	93	0,77	2,2	1,2	4,3	3 850	
500	MIB2 500Y-10	400	590	6	93,3	0,78	2,3	1,3	4,4	4 100	
560	MIB2 560L-10	500	592	6	93,5	0,81	2,1	1,1	4,7	5 000	
560	MIB2 560V-10	630	593	6	93,7	0,82	2,3	1,2	4,3	5 500	
450	MIB2 450L-12	132	490	6	91,4	0,72	2,1	1	4,3	2 850	
450	MIB2 450V-12	160	490	6	91,8	0,73	2,2	1,1	4,4	3 200	
500	MIB2 500V-12	200	491	6	92,4	0,74	2,2	1,2	4,5	3 450	idem
500	MIB2 500V-12	250	491	6	92,8	0,75	2,3	1,2	4,7	3 850	
500	MIB2 500Y-12	315	492	6	93,2	0,76	2,4	1,3	4,8	4 200	
560	MIB2 560L-12	400	490	6	93,5	0,79	2,1	1,1	4,3	4 850	
560	MIB2 560V-2	500	490	6	93,8	0,80	2,2	1,2	4,5	5 300	

MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT, ÎNCHISE (IP 54) DE ÎNALTĂ TENSIUNE, PRODUSE DE FIRMA SIEMENS

Gabarit	Tip	P_n [kW]	n_n [rot/min]	U_n [kV]	η_n [%]	$\cos \varphi_n$	m_M	m_p	i_p	Masa totală
400	1LA5 408-4HD6	155	1 480	6	93,7	0,85	2,3	1,2	5,6	1 800
425	1LA5 428—4HD6	210	1 485	6	94,5	0,86	2,3	1,2	5,8	2 100
450	1LA5 458—4HD6	260	1 485	6	95,1	0,87	2,2	1,2	6	2 450
475	1LA5 478—4HE6	320	1 485	6	95,3	0,88	2,2	1,1	6	2 800
500	1LA5 508—4HE6	400	1 490	6	95,6	0,89	2,2	0,9	6	3 300
630	1LA3 312—4KE6	450	1 484	6	94,9	0,84	2,2	1	5,3	3 200
630	1LA3 316—4KE6	610	1 485	6	95,5	0,85	2,2	1	5,3	3 800
400	1LA5 408—6HD3	132	985	3	94,4	0,82	2,2	1,2	5,4	1 850
425	1LA5 428—6HD6	155	988	6	9,45	0,83	2,1	1,2	5,6	2 150
450	1LA5 458—6HD6	210	990	6	94,9	0,84	2,1	1,2	5,6	2 550
475	1LA5 478—6HD6	260	990	6	95,1	0,84	2,2	1,2	6	2 900
500	1LA5 508—6HD6	330	990	6	95,7	0,85	2,1	1,2	6	3 400
630	1LA5 316-6HE6	460	988	6	94,4	0,84	2,0	1,1	5,1	3 950
425	1LA5 428—8HD3	135	740	3	93,5	0,78	2,1	1,2	4,4	2 150
450	1LA5 458—8HD3	155	740	6	94,2	0,79	2,1	1,2	4,6	2 550
475	1LA5 478—8HD3	210	740	6	94,5	0,80	2,1	1,2	4,8	2 900
500	1LA5 508—8HD6	270	740	6	94,8	0,81	2,1	1,2	5	3 400
630	1LA5 316—8HD6	350	735	6	93,9	0,83	2,5	1,5	5,7	4 100
670	1LA5 324—8HD6	400	740	6	94,4	0,83	2,5	1,5	5,7	4 400

MOTOARE ASINCRONE TRIFAZATE, CU ROTOR BOBINAT, DE JOASĂ TENSIUNE, ÎNCHISE (IP 44), PENTRU UZ GENERAL, PRODUSE ÎN R.S. ROMÂNIA

GABARIT	TIP	P_n [kW]	n [rot/min]	U_n [V]	η_n [%]	$\cos\varphi_n$	m_M	m_p	i_p	Masa totală [kg]	Uzina constructoare
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
180S	AFI 180S-42	10	1 450	380	84	0,825	2,2	—	—	150	I.E.M.T.
180M	AFI 180M-42	13	1 450	„	85	0,835	2,2	—	—	170	
200S	AFI 200S-48	17	1 475	„	86	0,845	2,2	—	—	220	
200M	AFI 200M-48	22	1 475	„	87	0,85	2,2	—	—	260	
250M	AFI 250Ma-4	37	1 470	„	91	0,86	3,3	—	—	450	I.M.E.B.
250M	AFI 250M1-4	45	1 470	„	91,5	0,87	3,5	—	—	500	
280S	AFI 280S-4	55	1 470	„	92	0,87	3,5	—	—	615	
280M	AFI 280M-4	75	1 470	„	92,5	0,86	3,5	—	—	710	
315S	MIP2 315S-4	110	1 478	380/660	93	0,87	2,9	—	—	1 165	I.E.P.C.
315S	MIP2 315S-4	132	1 478	„	93	0,87	2,8	—	—	1 215	
315M	MIP2 315M-4	160	1 482	„	94	0,89	3	—	—	1 365	
315M	MIP2 315M-4	200	1 482	„	94,5	0,89	3	—	—	1 490	
355L	MIP2 355L-4	250	1 485	„	94	0,91	3	—	—	1 820	
355L	MIP2 355L-4	315	1 485	„	95	0,91	3	—	—	1 900	
180S	AFI 180S-42	7,5	970	380	82	0,77	1,8	—	—	164	I.E.M.T.
180M	AFI 180M-42	10	970	„	83	0,78	1,8	—	—	170	
200S	AFI 200S-48	13	970	„	84	0,79	1,8	—	—	220	
200M	AFI 200M-48	17	970	„	85	0,805	1,8	—	—	255	

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
250M	AFI 250M-6	30	975	„	91	0,84	3,5	—	—	460	
280S	AFI 280S-6	37	980	„	91	0,83	3,5	—	—	590	I.M.E.B.
280M	AFI 280M-6	45	980	380	91,5	0,83	3,5	—	—	630	
280M	AFI 280M-6	55	980	„	92	0,83	3,5	—	—	715	
315S	MIP2 315S-6	90	984	380/660	92,5	0,87	3,2	—	—	1 190	
315S	MIP2 315S-6	110	984	„	93	0,86	3,2	—	—	1 250	
315M	MIP2 315M-6	132	984	„	94	0,87	3,2		—	1 400	I.E.P.C.
315M	MIP2 315M-6	160	986	„	94	0,87	3	—	—	1 520	
355L	MIP2 355L-6	200	988	„	94,5	0,88	2,8	—	—	1 800	
355L	MIP2 355L-6	250	989	„	94,5	0,88	2,8	—	—	1 900	
180S	AFI 180S-42	5,5	730	380	80	0,72	1,8	—	—	155	
180M	AFI 180M-42	7,5	720	„	81	0,735	1,8	—	—	190	I.E.M.T.
200S	AFI 200S-48	10	730	„	82	0,75	1,8	—	—	220	
200M	AFI 200M-48	13	730	„	83	0,76	1,8	—	—	255	
250M	AFI 250M-8	22	730	„	91	0,80	3	—	—	480	
280S	AFI 280S-8	30	730	„	91,5	0,80	3	—	—	590	I.M.E.B.
280M	AFI 280M-8	37	730	„	92	0,81	3	—	—	715	
315S	MIP2 315S-8	75	735	380/660	92	0,81	2,6	—	—	1 190	
315S	MIP2 315S-8	90	735	„	92,5	0,81	2,6	—	—	1 250	
315M	MIP2 315M-8	110	737	„	93	0,81	2,6	—	—	1 400	I.E.P.C.
315M	MIP2 315M-8	132	737	„	93	0,81	2,6	—	—	1 520	
315L	MIP2 355L-8	160	740	„	94	0,80	2,6	—	—	1 750	
355L	MIP2 355L-8	200	740	„	94,5	0,81	2,6	—	—	1 850	

MOTOARE ASINCRONE CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT CU POLI COMUTABILI (DOUĂ TURAȚII) CU BOBINAJ DE TIP DAHLANDER (R.S. ROMÂNIA) (DE JOASĂ TENSIUNE)

Gabarit	Tip	P_n [kW]	n_n [rot/min]	η_n [%]	$\cos\varphi_n$	m_p	i_p	Masa totală kg	Uzina constructoare
160M	ASI 160M 4/8	6,8/ 4,5	1 500/ 750	86,5/81	0,87 /0,73	1,7/1,4	7/6,5	120	I.E.M.T.
160M	ASI 160M 2/4	13/10	3 000/1 500	85 /87,5	0,89 /0,83	1,7/1,5	8/7	137	
160S	ASI 160S 2/4	10/ 7,5	3 000/1 500	83 /86,5	0,89 /0,825	1,7/1,7	7/7	116	
180S	ASI 180S 4/8	9/ 6	1 500/ 750	86 /83	0,91 /0,78	1,4/1,4	6,5/6,5	160	
180M	ASI 180M 4/8	11/ 7,5	1 500/ 750	86 /84	0,9 /0,73	1,4/1,4	7 /6,5	161	
200S	ASI 200S 4/8	14/10	1 500/ 750	87 /85	0,9 /0,75	1,2/1,2	6,5/6,5	221	
200M	ASI 200M 4/8	18/12	1 500/ 750	88 /85,5	0,925/0,805	1,5/1,3	7,5/6,5	241	
250M	ASI 250M 2/4	55/45	3 000/1 500	87 /90	0,91 /0,86	2 /1,8	8,5/7	420	I.M.E.B.
250M	ASI 250M 2/4	36/27	1 500/ 750	88 /89	0,91 /0,81	2 /2	8,5/7	430	
280S	ASI 280S 2/4	75/61	3 000/1 500	88 /90	0,92 /0,86	2 /1,7	8,5/8	590	
280S	ASI 280S 4/8	48/36	1 500/ 750	89 /89,5	0,915/0,82	2 /1,5	8 /7	570	
280M	ASI 280M 2/4	90/75	3 000/1 500	88 /90	0,92 /0,86	2 /1,7	9 /8	660	
280M	ASI 280M 4/8	61/48	1 500/ 750	89,5/90	0,925/0,825	2 /1,5	8,5/7	625	

MOTOARE ASINCRONE CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT CU POLI COMUTABILI (DOUĂ TURAȚII) CU BOBINAJ DE TIP DAHLANDER (SIEMENS) DE JOASĂ TENSIUNE

Gabarit	Tip	P_n [kW]	n_n [rot/min]	m_p	i_p	Masa totală kg	Gabarit	Tip	P_n [kW]	n_n [rot/min]	m_p	i_p	Masa totală kg
160M	1LA3 163-0AA	11 / 9,5	3 000/1 500	2,3/2,1	8,2/7	92	160M	1LA3 163-0AB	5,5/4	1 500/750	2 /1,8	5,5/4,5	76
160L	1LA3 166-0AA	14,5/12	„	2,2/2,3	8,8/8	110	160M	1LA3 164-0AB	7 /5	„	2 /1,8	5,8/4,7	85
180M	1LA4 183-0AA	18,5/15	„	2,1/2,1	6,1/5,3	170	160L	1LA3 106-0AB	10 /7	„	2,1/2	6,5/5	108
180L	1LA4 186-0AA	22 /18,5	„	2,1/2,1	6,3/5,3	190	180L	1LA4 186-0CB	17,5/11	„	2,1/2,2	6,5/5	185
200L	1LA4 207-0AA	31 /26	„	21,/2,1	5,8/5	250	200L	1LA4 207-0CB	27 /17	„	2 /2	6,9/5,4	275
225S	1LA4 200-0AA	38 /32	„	2,1/2,1	6,2/5,3	300	225S	1LA4 220-0CB	31 /22	„	2,3/2,3	7,3/5,9	310
225M	1LA4 223-0AA	46 /38	„	2,2/2,2	6,4/5,3	325	225M	1LA4 223-0CB	36 /25	„	2,5/2,6	7,9/6,6	325
250M	1LA4 253-0AA	55 /46	„	2 /2	7,2/6,2	455	250M	1LA4 253-0CB	48 /33	„	2,5/2,6	7,3/5,9	470
280S	1LA4 280-0AA	72 /60	„	1,6/1,5	6,4/5,4	610	280S	1LA4 280-0CB	56 /40	„	2,3/2,3	7,5/6,2	600
280M	1LA4 283-0AA	84 /70	„	1,6/1,5	7,2/6	680	280M	1LA4 283-0CB	67 /47	„	2,5/2,4	7,9/6,3	660
315S	1LA4 310-0AA	95 /80	„	1,8/1,5	7,4/6,3	840	315S	1LA4 310-0CB	90 /62	„	2,4/2,1	7,8/6	840
315M	1LA4 313-0AA	115 /90	„	1,7/1,7	7,2/6	950	315M	1LA4 313-0CB	110 /76	„	2,6/2,5	8,3/6,8	980
							315M	1LA4 315-0CB	132/ 90	„	2,0/1,9	7,9/6,4	1 060

MOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE, CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT, CU FAZA AUXILIARĂ CAPACITIVĂ 220 V, 50 Hz (ELECTROMOTOR TIMIȘOARA)

Gabarit	Tip	P_n [kW]	n_n [rot/min]	η_n [%]	$\cos \varphi_n$	m_p	i_p	C [μF]	Masă cu condensator kg	Observații
71	AMI 71 0,25×3 000	0,25	3 000	62	0,9	0,4	5	12	6,6	● se utilizează la acționări fără porniri în sarcină; ● Faza capacitivă este permanent conectată.
71	AMI 71 0,37×3 000	0,37	3 000	64	0,9	0,38	5	16	6,7	
71	AMI 71 0,55×3 000	0,55	3 000	64	0,9	0,4	5	20	7,5	
80	AMI 80 0,75×3 000	0,75	3 000	68	0,88	0,4	5	25	13	
90S	AMI 90S 1,1 × 3 000	1,1	3 000	69	0,93	0,4	5,5	35	15,8	
90L	AMI 90L 1,5 × 3 000	1,5	3 000	71	0,94	0,4	5,5	45	18,9	
100L	AMI 100L 2,2 × 3 000	2,2	3 000	71	0,9	0,4	5,5	60	27	
71	AMI 71 0,18× 1 500	0,18	1 500	58	0,9	0,44	3,5	10	6,7	
71	AMI 71 0,25× 1 500	0,25	„	63	0,9	0,46	3,5	12	6,7	
80	AMI 80 0,37× 1 500	0,37	„	63	0,9	0,4	3,5	16	12,2	
80	AMI 80 0,55× 1 500	0,55	1 500	65	0,9	0,42	3,5	20	13	
90S	AMI 90S 0,75× 1 500	0,75	1 500	68	0,91	0,5	3	25	16	
90L	AMI 90L 1,1 × 1 500	1,1	1 500	70	0,92	0,5	3,5	35	19,4	
100L	AMI 100L 1,5 × 1 500	1,5	1 500	70	0,9	0,4	4	45	27	
71	AMI 71 0,18×3 000	0,18	3 000	51	0,71	2	3,9	30	6,7	● Se utilizează la acționari cu pornire în sarcină; ● Faza auxiliară se deconectează după pornire prin intermediul unui releu de curent
71	AMIR 71 0,25×3 000	0,25	3 000	57	0,76	2	4,1	40	6,7	
71	AMIR 71 0,37×3 000	0,37	„	60	0,75	2	4,5	50	7,5	
80	AMIR 80 0,55×3 000	0,55	3 000	66,5	0,71	2	4,5	80	13	
90L	AMIR 90S 0,75×3 000	0,75	„	68	0,81	2	3,8	100	15,9	
90S	AMIR 90L 1,1×3 000	1,1	„	70	0,83	2	5	130	18,9	
100L	AMIR 100L 1,5×3 000	1,5	„	71	0,80	2	5,5	160	27	
71	AMIR 71 0,12× 1 500	0,12	1 500	42	0,68	2	2,4	16	6,7	
71	AMIR 71 0,18× 1 500	0,18	1 500	47	0,66	2	2,5	20	7,5	
71	AMIR 71 0,25× 1 500	0,25	1 500	53	0,63	2	3	30	8,5	
80	AMIR 80 0,37× 1 500	0,37	1 500	55	0,63	2	3,4	50	13	
90S	AMIR 90S 0,55× 1 500	0,55	1 500	59	0,71	2	3,4	60	16	
90L	AMIR 90L 0,75× 1 500	0,75	1 500	63	0,71	2	3,8	100	19,3	
100L	AMIR 100L 1,1× 1 500	1,1	1 500	70	0,73	2	3,8	130	27	

MOTOARE ASINCRONE MONOFAZATE, CU ROTOR ÎN SCURTCIRCUIT, CU FAZA AUXILIARĂ CAPACITIVĂ, 220 V, 50 Hz (PRODUSE DE FIRMA SIEMENS)

Gabarit H, mm	TIP	P_n [kW]	n_1 [rot/min]	η [%]	cos φ	m_p	i_p	Capacitate C μF	Masa [kg]	Observații
56	1LF3 050—2AB20	0,09	3 000	55	0,93	0,46	3,2	3	2,7	
56	1LF3 050—2AB20	0,12	3 000	57	0,94	0,48	3,1	4	3	Motor monofazat cu fază capacitivă permanentă.
63	1LF3 060—2AB20	0,18	3 000	62	0,92	0,41	3,5	5	3,8	Pornire în gol
63	1LF3 063—2AB20	0,25	3 000	65	0,94	0,43	3,3	6	4,4	
71	1LF3 070—2AB20	0,37	3 000	67	0,95	0,34	3,6	10	5,4	
71	1LF3 073—2AB20	0,55	3 000	69	0,96	0,36	3,5	12	7	
80	1LF3 080—2AB20	0,75	3 000	74	0,97	0,30	3,9	20	8,6	
80	1LF3 083—2AB20	1,1	3 000	77	0,96	0,32	4	25	10,4	
90S	1LF3 090—2AB20	1,5	3 000	77	0,97	0,24	4,5	40	13,1	
90L	1LF3 098—2AB20	2,2	3 000	78	0,97	0,26	4,3	50	15,7	
100L	1LF3 106—2AB20	3	3 000	82	0,97	0,23	4,7	60	30	
56	1LF3 050—4AB20	0,06	3 000	48	0,91	0,56	2,3	3	2,7	
56	1LF3 053—4AB20	0,09	1 500	50	0,93	0,58	2,2	4	3	
63	1LF3 056—4AB20	0,12	1 500	56	0,93	0,50	2,4	5	3,8	
63	1LF3 063—4AB20	0,18	1 500	57	0,97	0,55	2,4	6	4,4	
71	1LF4 070—4AB20	0,25	1 500	61	0,96	0,36	2,2	10	5,2	
71	1LF3 073—4AB20	0,37	1 500	64	0,97	0,44	2,3	12	6,4	
80	1LF3 080—4AB20	0,55	1 500	69	0,98	0,37	3,1	16	8,4	
80	1LF3 083—4AB20	0,75	1 500	73	0,99	0,38	3,4	20	9,9	
90S	1LF3 090—4AB20	1,1	1 500	71	0,98	0,3	3,3	30	12,5	
90L	1LF3 098—4AB20	1,5	1 500	73	0,98	0,32	3,6	40	16,6	
100L	1LF3 106—4AB20	2,2	1 500	75	0,98	0,25	3,9	50	30	
71	1LF3 070—2ADO	0,22	3 000	57	0,64	2,65	3,9	40	6,2	
71	1LF3 073—2ADO	0,32	3 000	59	0,67	2,72	3,8	60	7,8	Motor monofazat cu fază capacitivă numai pentru pornire.
80	1LF3 080—2ADO	0,45	3 000	62	0,74	2,70	4,2	80	9,5	Pornire numai în sarcină.
80	1LF3 083—2ADO	0,65	3 000	63	0,75	2,68	4,1	125	11,4	
90L	1LF3 097—2ADO	0,9	3 000	72	0,73	2,56	4,3	160	15,7	
90L	1LF3 098—2ADO	1,3	3 000	75	0,76	2,63	4,2	200	17,7	
100L	1LF3 106—2ADO	1,8	3 000	76	0,78	2,52	4,8	250	30	
71	1LF3 070—4AD20	0,15	1 500	52	0,62	2,6	3,6	40	6	
71	1LF3 073—4AD20	0,22	1 500	54	0,65	2,56	3,8	60	7,2	
80	1LF3 080—4AD20	0,32	1 500	61	0,68	2,7	4	80	9,3	
80	1LF3 083—4AD20	0,45	1 500	62	0,73	2,65	3,9	100	10,9	
90L	YLF3 097—4AD20	0,65	1 500	64	0,73	2,75	4,1	125	16,6	
90L	1LF3 098—4AD20	0,9	1 500	66	0,74	2,7	4,5	160	17,6	
100L	1LF3 106—4AD20	1,3	1 500	68	0,73	2,65	4,7	200	30	

MOTOARE DE CURENT CONTINUU PRODUSE DE I.M.E.B.

TIPUL	Putere nominală [kW]	TURAȚIE [rot/min]			Tensiune indus [V]		Tensiune excitație [V]	Cuplul maxim la pornire [Nm]	Cuplu maxim în funcționare (Nm)		Obs.
		nomin.	minim.	max.	nominală	maximă			$n<n_n$	$n>n_n$	
MCM 802	7,5	900	90	1 800	440/220	440	220/110	24,3	22	8,2	Destinate acționărilor specifice industriei metalurgice (căi cu role, caje de laminor etc.)
MCM 803	11	800	80	2 000	440/220	440	220/110	41	36,6	11,4	
MCM 804	15	725	70	1 800	440/220	440	220/110	60	54	20,2	
MCM 806	22	650	65	1 950	440/220	440	220/110	100	90	33	
MCM 808	37	575	60	1 725	440/220	440	220/110	190	168	62,8	
MCM 810	55	550	55	1 650	440/220	440	220/110	293	240	97,5	
MCM 812	75	515	50	1 300	440/220	440	220/110	426	380	142	

GENERATOARE DE CURENT CONTINUU PENTRU UTILIZĂRI GENERALE PRODUSE DE I.M.E.B.

Gabarit	TIPUL	P_n [kW]	U_n V	I_n A	n_n [rot/min]	Excitație tip	Tensiunea exc. sep. [V]	Reglaj tensiune	η %	Masa [kg]	Clasă izolație	Obs.
180 *M*	CE 180 M	11	115/230	96/48	1 500	mixtă	—	115-30; 230-80	0,85	180	*E*	
180 *M*	CE 180 M	18,4	230	80	2900	separată	110/220	230-23	0,88	180	*E*	
280 *S*	CE 280 S	27	115	235	1 460	sep. + serie	110	115-55	0,85	520	*B*	
280 *S*	CE 280 S	35	230	152	1 460	sep. + serie	220	230-55	0,85	500	*B/F*	
280 *S*	CE 280 S	55	170	323	323	separată	110	170-23	0,81	520	*E*	
280 *S*	CE 280 S	55	230	237	3 000	separată	220	—	0,84	520	*E*	
355 *S*	CE 355 S	110	220	545	1 500	„	220	—	0,9	1 100	*B*	
355 *S*	CE 355 S	110	440	250	1 460	„	110	475-85	0,9	1 100	*B*	

Observații:

Destinație: utilizări industriale generale în întreprinderi, nave, ca surse de curent continuu în grupurile convertizoare, acționări Ward-Leenard etc.

MAŞINI ELECTRICE DE CURENT CONTINUU FABRICATE DE ÎNTREPRINDEREA ELECTROPUTERE — CRAIOVA

	TIPUL	P_n [kW]	U_n [V]	I_n [A]	Excitaţie tip	Tensiunea excitaţiei [V]	n [rot/min]	Masa [kg]	Curent excitaţie (A)	Observaţii
Tracţiune	GA 575/8	50	115	435	derivaţie	115	400–750	400–750	7	Pt. locom. el. LDE 1 250 *CP*-generator
	GE 575/8F	75	170	440	derivaţie	170	530–1 070	—	7	Gen. auxiliar LDE 2 100 CP *CP*-generator
	GDTM 533F	200	275	820	serie	—	495	2 100	820	Loc diesel LDE 2 100 CP motor
	GP 990/12	750	500	1 500	mixtă	115	750	6 500	22	Generator principal LDE 1250
	LJE 108-1	850	770	1 180	serie	—	1 100	2 900	1 180	Loc. LE 5 100 kW-motor
	GCE 1 100/10F	1 350	550	2 460	mixtă	170	1 080	7 700	21	Generator principal LDE 2 100 CP
Foraj	F 533/6 Ex.p.II T3	400	550	820	separată	230	1 000	2 100	44,5	Maşini destinate forajului (generatoare pentru grupuri electrogene sau motoare care acţionează pompe în protecţie antiexplozivă).
	F 850 Ex.p.II.T3	850	770	1 180	separată	230	1 100	2 900	23,5	

ANEXA XI

SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU CU INERȚIE REDUSĂ, PENTRU ACȚIONAREA AVANSULUI LA MAȘINI UNELTE CU COMANDĂ PROGRAM (ICPE, IPB, IEMT).

Caracteristica	Simbol	UM	SMU-C7	SMU-CL7	SMU-C35	SMU-C55	SMU-C125
Cuplu nominal	M_n	[Nm]	7	17	35	55	125
Turația nominală	n_n	[rot/min]	1 000	500	500	500	300
Turația maximă	n_{max}	[rot/min]	2 000	1 200	1 200	1 200	1 000
Cuplul la m_{max}	M_{tm}	[Nm]	3,5	7,5	15	23	37,5
Cuplul impulsional maxim	M_{imp}	[Nm]	70	170	350	550	1 000
Curentul nominal	I_n	[A]	16	20	28	31	27
Curentul la n_{max}	I_{tm}	[A]	8	8,5	14	13	8
Curentul impulsional	I_{imp}	[A]	160	200	280	310	208
Tensiunea nominală	U_n	[V]	60	60	80	115	180
Tensiunea maximă	U_{max}	[V]	120	140	180	270	615
Moment de inerție	J	[kg m²]	0,01	0,018	0,065	0,09	0,282
Constantă de timp electromecanică	T	[ms]	10	12	22	20	15
Masa	M	[kg]	22	42	75	100	200

ANEXA XII

SERVOMOTOARE DE CURENT CONTINUU CU ÎNTREFIER AXIAL ȘI ROTOR DISC PENTRU ACȚIONAREA AVANSULUI LA MAȘINI — UNELTE (PRODUSE DE I.C.P.E.)

Caracteristica	U_m	SMU 180	SMU 370	SMU 750	SMU 1200	SMU SMUTI 1500	SMU SMUTI 2200	SMU SMUTI 4000	SMU SMUTI 5500
Cuplul nominal, M_n	[N.cm]	57,5	118	238	382	478	700	1 270	1 750
Cuplul impulsional maxim, M_i	[N.cm]	400	400	1 550	1 550	3 100	3 100	8 250	8 250
Turația nominală, n_n	[rot/min]	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000	3 000
Turația maximă, m_M	[rot/min]	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600	3 600
Putere nominală, P_n	[kW]	0,18	0,37	0,75	1,2	1,5	2,2	4	5,5
Curentul nominal, I_n	[A]	11	22	16	24	23	32	28	38
Curent maxim cu rotor blocat, I_M	[A]	11	22	16	24	23	32	28	38
Tensiunea nominală, U_n	[V]	24	28	65	68	80	84	165	170
Moment de inerție, J	[kg.cm²]	3,5	3,5	11	11	28	28	98	98
Constantă de timp mecanică	[ms]	25	25	13	13	12	12	10	10

GENERATOARE SINCRONE TRIFAZATE PENTRU GRUPURI ELECTROGENE, 50 HZ, IP 23, PRODUSE DE „ELECTROPUTERE" CRAIOVA

TIP	P_n [kVA]	cos φ nom	η [%]	U_n [V]	n_n [rot/min]	I_n [A]	I_{ex} [A]	U_{ex} [V]	Masa [kg]	Observații
GSA-M 61-4	265	0,8	91,3	400	1 500	383	107	63	1 200	Destinația: grupurile electrogene principale ale navelor maritime.
GSA-M 72-4	590	0,8	94,3	400	1 500	854	110	84	2 000	Excitație statică, cu reglaj automat de tensiune
GSA-M 52-6	175	0,8	90,3	400	1 600	254	71	68	1 300	Răcire cu autoventilație interioară
GSA-M 51-6	130	0,8	89,6	400	1 000	188	63	62	1 100	
GSA-M 62-6	245	0,8	90,8	400	1 000	354	94	75	1 500	
GSA-M 63-6	390	0,8	92,3	400	1 000	563	97,5	95	1 600	

GRUPURI CONVERTIZOARE DE MEDIE FRECVENȚĂ FABRICATE DE IMEB (MOTOR ASINCRON TRIFAZAT CU BARE ÎNALTE + GENERATOR SINCRON MONOFAZAT DE TIP GUY)

TIP	Generator monofazat					Motor asincron trifazat					Ansamblu grup			
	P_n [kW]	U_n [V]	f [Hz]	cos φ	U_{ex} [V]	P_n [kW]	U_n [V]	I_n [A]	f [Hz]	cos φ	n_1 [rot/min]	η [%]	Masă [kg]	Debit apă răcire [l/min]
GEF AV 100/8 000	100	700	8 000	0,8	60/120	125	380	216	50	0,88	3 000	80	2 150	30–40
GEF AV 100/8000	110	750	8 000	0,7	60/120	135	380	237	50	0,88	3 000	80	2 180	30–40
GEF AV 50/8 000	50	700	8 000	0,8	60/120	55	380	113	50	0,86	3 000	78	1 450	20–30
GEF AV 56/8 000	56	700	8 000	0,7	60/120	72	380	128	50	0,85	3 000	78	1 460	20–30
GEF AV 125/2 500	125	375 / 750	2 500	0,95	120	150	380	255	50	0,89	3 000	83	2 250	30–40
GEF AV 125/2 500 a	125	1 500 / 750	2 500	0,95	120	150	380	255	50	0,89	3 000	82	2 280	30–40
GEF AV 300/2 500	300	1 400 / 700	2 500	1	250	325	380	593	50	0,915	3 000	84	4 000	60–70

Notă. Construcție monobloc, cu carcasa și arborele comune; răcire combinată, cu aer în circuit închis și apă în circuit deschis; utilizare-cuptoare pentru topit metale, încălzire în vederea forjării, călire artificială etc.

BIBLIOGRAFIE

1. A d k i n s, B. *The general theory of electrical maschines*. Londra, Chapman-Hall, Ltd., 1957.
2. B ă l ă, C.V. *Mașini electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
3. B ă l ă, C. V. *Proiectarea mașinilor electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
4. B ă l ă, C. V., F e t i ț a, A l., L e f t e r, V. *Handbuch der Wickeltechnik elektrischer maschinen*. Berlin, VEB, Verlag Technik, 1969.
5. B ă l ă, C. V., Ț o g u i, L., C o v r i g, M. *Mașini electrice — probleme*. București, Editura didactică și pedagogică, 1974.
6. B i c h i r, N., R ă d u ț i, C., D i c u l e s c u, A. S. *Mașini electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
7. B ö d e f e l d, T H., S e q u e n z, H. *Elektrische maschinen*. Viena, Springer Verlag, 1972.
8. B o ț a n N. V. *Bazele calculului acționărilor electrice*. București, Editura tehnică, 1970.
9. B r a ș o v a n, E., s.a. *Acționări electrice, aplicații industriale*. București, Editura tehnică, 1977.
10. C e d i g h i a n, S. *Materiale magnetice*. București, Editura tehnică, 1972.
11. C e n t e a, O., M i c l o ș i, V. *Mașini și aparate pentru sudarea electrică*. București, Editura tehnică, 1967.
12. C i o c, I., B o r o ș, I., C r i s t e a, N. *Mașini electrice, Indrumar de proiectare*. Craiova, Editura Scrisul românesc, 1976.
13. C î m p e a n u, A. *Mașini electrice*, Craiova, Editura Scrisul românesc, 1977.
14. C o n s t a n t i n e s c u, V. N. *Aplicații industriale ale lagărelor cu aer*. București, Editura Academiei R.S.R., 1968.
15. D o r d e a, T. *Mașini electrice*, București, Editura didactică și pedagogică, 1977.
16. D u m i t r a c h e, D., G h i ț ă, C. *Transformatorul. Indrumar de proiectare*. Litografia Institutului Politehnic București, 1970.
17. D y m k o v, A. *Transformer design*. Moscow, Mir publischers, 1975.
18. F r a n s u a, A l., s. a. *Mașini și acționări electrice, Probleme fundamentale*. București, Editura tehnică, 1978.
19. F r a n s u a, A l. *Mașini și acționări electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1967.
20. G a l a n, N. *Mașini și acționări electrice*. Litografia Institutului politehnic București, 1976.
21. G a l a n, N. *Motorul electric cu histerezis*. București, Editura tehnică, 1974.

22. G h e o r g h i u, I. S., F r a n s u a, A l. *Tratat de mașini electrice*, vol. I-IV. București, Editura Academiei R.S.R., 1969—1972.
23. I a c o b e s c u, G h., I o r d ă n e s c u, I., Ț e n o v i c i, R. *Rețele electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
24. I a c o b e s c u, G h., I o r d ă n e s c u, I., T u d o s e, M. *Rețele și sisteme electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
25. I f r i m, A., N o ț i n g h e r, P. *Materiale electrotehnice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
26. J a y a w a n t, B. V. *Induction machines*. London, Mc. Graw-Hill, 1968.
27. J e r v e, G, K. *Incercările mașinilor electrice rotative*. București, Editura tehnică, 1972.
28. J e z i e r s k i, E., ș.a. *Transformatoare electrice, construcție și proiectare*. București, Editura tehnică, 1966.
29. J o n e s, V. C h. *The unified theory of electrical machines*. Londra, Butterworths, 1967.
30. K e l e m e n, A. *Acționări electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
31. K e l e m e n, A., I m e c s, M. *Mutatoare*. București, Editura didactică și pedagogică, 1978.
32. K o s t e n k o, M., P i o t r o v s k i, I. *Machines electriques*. Moscova, Editura Mir, 1979.
33. K o v a c s, K. P. *Analiza regimurilor tranzitorii ale mașinilor electrice*. București, Editura tehnică, 1980.
34. L a z u, C., C o r l ă ț e a n u V. *Mașini electrice*, vol. I-II. București, Editura didactică și pedagogică, 1960—1962.
35. L ă z ă r o i u, D. F, Ș l a i h e r, S. *Mașini electrice de mică putere*. București, Editura tehnică, 1973.
36. L y o n, W. *Transient analysis of alternating current machinery*. New-York, John Wiley and Sons, 1954.
37. M i h o c, D. *Automatizări în energetică*. București, Editura didactică și pedagogică, 1979.
38. M o r a r u, A. *Mașini electrice*. Litografia Institutului Politehnic București, 1972.
39. M ü l l e r, G. *Elektrische Maschinen*. Berlin, VEB Verlag technik, 1976.
40. N e d e l c u, V. N. *Mașini electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1968.
41. N i c o l a i d e, A. *Mașini electrice*, vol. I, II. Craiova, Editura Scrisul românesc, 1978.
42. N i c o l e s c u, E., R ă d u ț i, C. *Mașini electrice fabricate în R.P.R., Alegere, exploatare, reparare*. București, Editura tehnică, 1965.
43. O' K e l l y a n d S i m m o n s. *Introduction to generalized electrical machine theory*. London, Mc Graw-Hill, 1968.
44. P a n t e l i m o n L u c i a, D e c u s a r ă, N. *Montarea și exploatarea liniilor și instalațiilor electrice*. București, Editura didactică și pedagogică, 1977.
45. P o s t n i c o v, I. M. *Obobscenaia teoria i profesî elektriceskih mașîn*. Moskva, Vîșșaia școla, 1975.
46. P o p e s c u C h r i s t i n a, L e f t e r C e c i l i a, *Materiale electrotehnice* București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
47. P r e d a, M., C r i s t e a, P., S p i n e i, F. *Bazele electrotehnicii*, vol. I, II. București, Editura didactică și pedagogică, 1980.
48. P o t o l e a, E. *Calculul regimurilor de funcționare ale sistemelor electroenergetice*. București, Editura tehnică, 1977.
49. R ă d u l e ț, R. *Bazele electrotehnicii, Probleme*, vol. I—II. București, Editura didactică și pedagogică, 1975.
50. R e i s e r J. *Elektrische maschinen*. München, 1969.
51. R i c h t e r, R. *Mașini electrice*, vol. I-V. București, Editura tehnică, 1959—1961.
52. R î ș c o v a, Z. A. *Transformatorî dlia kontactnîh elektrosvarocinîh mașin*. Grosenergoizdat, 1963.

53. S a n d, M. *Mașini electrice speciale*. București, Editura didactică și pedagogică, 1963.
54. S e r g h e e v, P. S. *Elektriceskie mașinî*. Moskva, Leningrad, Gosenergoizdat, 1975.
55. S e r g h e e v, P. S. ș. a. *Proiektirovanie elektriceskih mașin*. Moskva, Energia, 1970.
56. S i e m e n s. *Memoratorul inginerului electrician*, București, Editura tehnică, 1971.
57. Ș a r o v, V.S. *Sverhvîsokoskorostnîiè asinhronîiè elektrodvigateli*. Moskva, Gosenerogoizdat, 1963.
58. Ș a ș a n o v, L. N. *Mehaniceskaia sistema vîsoko-scorostnîh elektrodvigatelei*. Moskva, Energhia, 1971.
59. T i h o m i r o v, P. M. *Rasciot transformatorov*, Moskva, Gosenergoizdat, 1962.
60. T i m o t i n, A., s. a., *Lecții de bazele electrotehnicii*. București, Editura didactică și pedagogică, 1970.
61. T i t z, G h. *Curs de mutatoare*. Litografia Institutului politehnic București, 1977.
62. T u n s o i u, G h. *Acționări electrice cu tiristoare*. București, Litografia Institutului politehnic 1980.
63. V a s i l i u, G h., S u c h a r, I., Ș e r b a n, G h. *Micromotoare de curent continuu cu comutație statică*, București, Editura tehnică, 1976.
64. V a s i u t i n s k i, S. B. *Voprosî teorii i rasceta transformatorov*. Leningrad, Energhia, 1970.
65. V i n o g r a d o v, N. V. *Fabricarea mașinilor electrice*. București, Editura tehnică, 1964.
66. V o g t, K. *Electrische Maschinen*. Berlin, VEB, Verlag Technik, 1976.
67. W i e d e m a n n, E., K e l l e n b e r g e r, W. *Konstruktion elektrischer maschinen*. Berlin, Springer Verlag, 1967.

Număr plan : 5980.
Coli de tipar : 37.
Bun de tipar : 10.VIII.1981.



Tiparul executat sub comanda nr. 401
la I.P. „Filaret“ str. Fabrica de chibrituri
nr. 9—11, București.
Republica Socialistă România